

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
1. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАБОТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ	6
1.1. Энергетические уровни и зоны	6
1.2. Проводники, полупроводники и диэлектрики	6
1.3. Собственная электропроводность полупроводников	8
1.4. Распределение электронов по энергетическим уровням	9
1.5. Примесная электропроводность полупроводников	9
1.5.1. <i>Донорные примеси</i>	10
1.5.2. <i>Акцепторные примеси</i>	11
1.6. Процессы переноса зарядов в полупроводниках	12
1.6.1. <i>Дрейф носителей заряда</i>	12
1.6.2. <i>Диффузия носителей заряда</i>	12
1.7. Электрические переходы	13
1.7.1. <i>Электронно-дырочный переход</i>	13
1.7.2. <i>Вентильное свойство р–п-перехода</i>	15
1.7.3. <i>Вольт-амперная характеристика р–п-перехода</i>	17
1.7.4. <i>Виды пробоев р–п-перехода</i>	19
1.7.5. <i>Ёмкость р–п-перехода</i>	20
1.7.6. <i>Контакт «металл – полупроводник»</i>	21
1.7.7. <i>Контакт между полупроводниками одного типа проводимости</i>	23
1.7.8. <i>Гетеропереходы</i>	23
1.7.9. <i>Свойства омических переходов</i>	24
Контрольные вопросы	25
2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ	26
2.1. Общие сведения о диодах	26
2.2. Выпрямительные диоды	27
2.2.1. <i>Особенности вольт-амперных характеристик выпрямительных диодов</i>	30
2.3. Импульсные диоды	32
2.4. Туннельные диоды	33
2.5. Обращенный диод	35
2.6. Диоды Шоттки	36
2.7. Варикапы	36
2.8. Стабилитроны	37
2.9. Стабисторы	38
2.10. Применение полупроводниковых диодов	39
2.10.1. <i>Однофазная однополупериодная схема выпрямления</i>	40
2.10.2. <i>Двухполупериодная схема выпрямления со средней точкой</i>	42
2.10.3. <i>Однофазная мостовая схема</i>	43
2.10.5. <i>Параметрический стабилизатор напряжения</i>	44
Контрольные вопросы	45
3. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ	46
3.1. Структура и основные режимы работы	46
3.2. Физические процессы в биполярном транзисторе	47
3.3. Схемы включения транзистора	50
3.3.1. <i>Схема с общей базой</i>	50
3.3.2. <i>Схема с общим эмиттером</i>	50
3.3.3. <i>Схема с общим коллектором</i>	51
3.4. Статические характеристики биполярного транзистора	53

3.4.1. Статические характеристики для схемы с общей базой	54
3.4.2. Статические характеристики для схемы с общим эмиттером	55
3.5. Эквивалентные схемы транзистора	57
3.6. Транзистор как линейный четырехполюсник	58
3.7. Режимы работы транзистора	61
3.8. Предельные режимы работы транзистора	62
3.9. Расчёт рабочего режима транзистора	63
3.10. Динамические характеристики транзистора	64
3.11. Режимы работы усилительных каскадов	66
3.11.1. Режим класса А	66
3.11.2. Режим класса В	67
3.11.3. Режим класса АВ	68
3.11.4. Режим класса С	69
3.11.5. Режим класса D	70
3.12. Влияние температуры на работу усилительных каскадов	72
3.12.1. Схема эмиттерной стабилизации	73
3.12.2. Схема коллекторной стабилизации	73
3.13. Составной транзистор	74
3.14. Усилители постоянного тока	75
3.14.1. Дифференциальные усилители	76
3.14.2. Операционный усилитель	76
3.14.3. Схемотехника операционных усилителей	77
3.14.4. Основные схемы на операционных усилителях	78
Контрольные вопросы	80
4. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ	81
4.1. Полевой транзистор с управляющим $p-n$ -переходом	81
4.2. Схемы включения полевых транзисторов	82
4.3. Статические характеристики полевых транзисторов	83
4.4. Основные параметры полевых транзисторов	83
4.5. Полевые транзисторы с изолированным затвором	84
4.5.1. Полевой транзистор с изолированным затвором со встроенным каналом	85
4.5.2. Транзистор с индуцированным (инверсионным) каналом	86
4.5.3. Сравнение МДП- и биполярного транзистора	87
4.6. Комбинированные транзисторы	88
Контрольные вопросы	90
5. ТИРИСТОРЫ	91
5.1. Динисторы	91
5.2. Триодные тиристоры	92
5.2.1. Способы запираания тиристоров	95
5.2.2. Запираемые тиристоры	96
5.3. Симметричные тиристоры	97
5.4. Основные параметры тиристоров	97
5.5. Применение тиристоров	98
5.5.1. Управляемые выпрямители	98
5.5.2. Регуляторы переменного напряжения	99
Контрольные вопросы	101
6. ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ	101
6.1. Фотоэлектрические приборы на основе внешнего фотоэффекта	102
6.1.1. Фотоэлементы	102
6.1.2. Фотоэлектронные умножители	104

6.2. Фотоэлектрические приборы на основе внутреннего фотоэффекта	105
6.2.1. Фоторезисторы	105
6.2.2. Фотодиоды	107
6.2.3. Фототранзисторы	110
6.2.4. Фототиристоры	111
6.3. Светодиоды	112
6.4. Оптоэлектронные устройства	117
Контрольные вопросы	118
ПРИЛОЖЕНИЕ. КЛАССИФИКАЦИЯ И ОБОЗНАЧЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ	118
1. Условные обозначения и классификация отечественных полупроводниковых приборов	118
2. Условные обозначения и классификация зарубежных полупроводниковых приборов	121
3. Условные графические обозначения полупроводниковых приборов	125
4. Условные буквенные обозначения полупроводниковых приборов в электрических схемах	127
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	128

ВВЕДЕНИЕ

Электроника представляет собой обширную область техники, базирующуюся на изучении физических явлений в полупроводниках, диэлектриках, вакууме, газе, плазме и т.д., для создания на их основе разнообразных изделий с электронными компонентами. Электроника прочно вошла в самые различные сферы нашей деятельности; область применения различных электронных устройств просто огромна – от наручных электронных часов до телевизора и радиоприемника; от электронного зажигания в автомобилях до сложнейших автоматических технологических линий; от бытовых нагревательных приборов (микроволновые печи) до сверхмощных компьютеров. С помощью специальных электронных устройств можно придать электродвигателям любые желаемые характеристики, обеспечить наиболее благоприятное протекание переходных процессов, преобразовать электрическую энергию из одного вида в другой и решать целый ряд таких задач, которые другими способами либо вообще не решаются, либо решаются со значительно большими затратами.

История развития электроники восходит к концу XIX – началу XX века. Первоначально она развивалась для удовлетворения потребностей бурно развивающихся средств связи – для генерирования, усиления и преобразования электрических сигналов. Однако подлинный расцвет электроники начался после изобретения в 1948 году полупроводникового прибора – транзистора, технические характеристики которого значительно превосходили характеристики электронных ламп, применявшихся в электронных устройствах первого поколения. Так, транзисторы имеют значительно более высокие массогабаритные показатели, практически неограниченный срок службы, высокую механическую прочность, экономичность и ряд других достоинств.

Следующий этап повышения технического уровня элементной базы, а также завершенных изделий электронной аппаратуры обусловлен переходом на интегральные микросхемы, что определило дальнейшее развитие и совершенствование технологических способов и процессов, общих для всех полупроводниковых приборов. Интегральная технология оказала глубокое влияние на все этапы разработки, изготовления и эксплуатации электронной аппаратуры. Электроника стала основой электронно-вычислительных машин, проникла в автоматические системы и устройства.

В электронике больших мощностей революционным моментом стало появление мощных полупроводниковых приборов: тиристоров, силовых диодов и транзисторов. На их основе стали разрабатываться разнообразные преобразовательные устройства для электромеханических систем и электроэнергетики. Развитие электроники бурными темпами продолжается и в настоящее время, что является мощным стимулом для прогресса во многих областях науки и техники.

Поскольку данное учебное пособие предназначено для подготовки бакалавров по направлениям 140200 «Электроэнергетика» и 140600 «Электротехника, электромеханика и электротехнологии» это и предопределило и круг рассматриваемых вопросов, и объемы времени, отводимого на их рассмотрение. В-первых, приоритет отдан рассмотрению полупроводниковых приборов. Во-вторых, особое внимание уделено особенностям и режимам работы силовых приборов, применяемых в устройствах преобразовательной техники, силовой электроники, входящих в состав современных электротехнических и электроэнергетических систем.

1. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАБОТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Современные электронные устройства, для того, чтобы отвечать требованиям миниатюризации и микроминиатюризации, строятся, в основном, на полупроводниковых приборах.

Характерными особенностями полупроводников является резко выраженная зависимость удельной электропроводности σ от температуры, от количества и природы вводимых примесей, а также ее изменение под влиянием электрического поля, света, ионизирующего излучения и других факторов.

1.1. Энергетические уровни и зоны

В соответствии с квантовой теорией энергия электрона, вращающегося по своей орбите вокруг ядра, не может принимать произвольных значений. Электрон может иметь только вполне определенные дискретные или квантованные значения энергии и дискретные значения орбитальной скорости. Поэтому электрон может двигаться вокруг ядра только по определенным (разрешенным) орбитам (рис. 1.1).

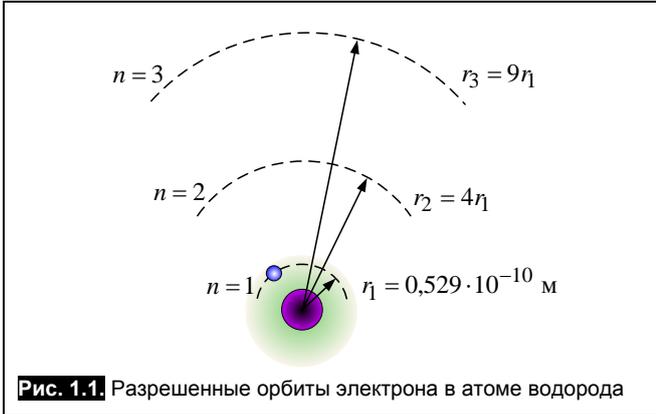


Рис. 1.1. Разрешенные орбиты электрона в атоме водорода

Каждой орбите соответствует строго определенная энергия электрона, или энергетический уровень. Энергетические уровни отделены друг от друга запрещенными интервалами (рис. 1.2).

Согласно *принципу Паули* на одном энергетическом уровне не может находиться более двух электронов, причем спины этих электронов должны быть противоположны. В невозбужденном состоянии электроны в атоме находятся на ближайших к ядру орбитах и в таком состоянии находятся до тех пор, пока какое-либо внешнее воздействие не сообщит атому добавочную энергию. При поглощении энергии атомом какой-либо электрон может перейти на один из более высоких свободных уровней, либо вовсе может покинуть атом, став свободным носителем электрического заряда, а атом при этом превращается из нейтрального в положительно заряженный ион.

Согласно *принципу Паули* на одном энергетическом уровне не может находиться более двух электронов, причем спины этих электронов должны быть противоположны. В невозбужденном состоянии электроны в атоме находятся на ближайших к ядру орбитах и в таком состоянии находятся до тех пор, пока какое-либо внешнее воздействие не сообщит атому добавочную энергию. При поглощении энергии атомом какой-либо электрон может перейти на один из более высоких свободных уровней, либо вовсе может покинуть атом, став свободным носителем электрического заряда, а атом при этом превращается из нейтрального в положительно заряженный ион.



Рис. 1.2. Энергетические уровни атома водорода

1.2. Проводники, полупроводники и диэлектрики

В твердых телах атомы вещества могут образовывать так называемую *кристаллическую решетку*, когда соседние атомы удерживаются межатомными силами на определенном расстоянии друг от друга в точках равновесия этих сил, называемых *узлами* кристаллической решетки. Под действием тепла атомы, не имея возможности перемещаться, совершают колебательные движения относительно положения равновесия.

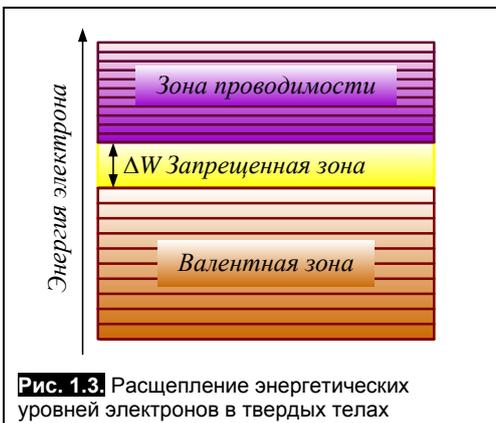


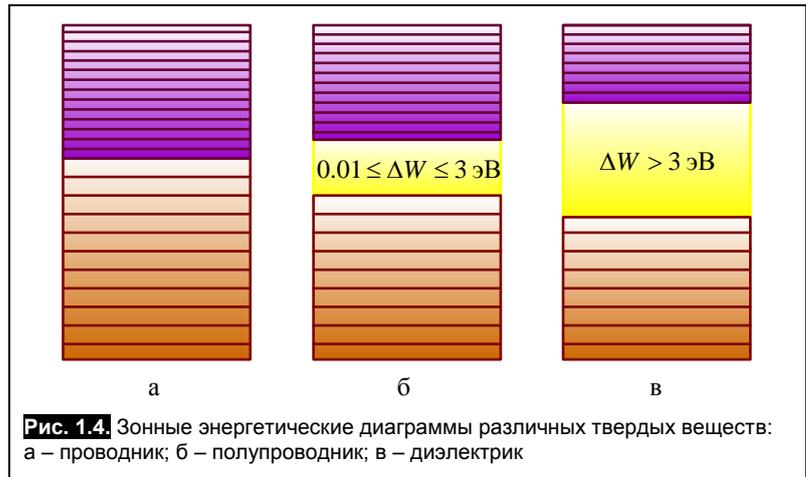
Рис. 1.3. Расщепление энергетических уровней электронов в твердых телах

В отличие от газа соседние атомы в твердых телах так близко находятся друг к другу, что их внешние электронные оболочки соприкасаются или даже перекрываются.

В результате этого в твердых телах происходит расщепление энергетических уровней электронов на большое количество почти сливающихся подуровней (рис. 1.3), образующих *энергетические зоны*. Разрешенная зона, в которой при температуре абсолютного нуля все энергетические зоны заняты электронами, называется *валентной*.

Разрешенная зона, в которой при температуре абсолютного нуля электроны отсутствуют, называется *зоной проводимости*. Между валентной зоной и зоной проводимости расположена *запрещенная зона*.

Ширина запрещенной зоны является основным параметром, характеризующим свойства твердого тела (рис. 1.4). Вещества, у которых ширина запрещенной энергетической зоны $0,01 \leq \Delta W \leq 3$ эВ, относятся к полупроводникам, а при $\Delta W > 3$ эВ – к диэлектрикам. У металлов (проводников) запрещенная зона отсутствует. В полупроводниковой электронике широкое применение получили германий Ge ($\Delta W = 0,67$ эВ) и кремний Si ($\Delta W = 1,12$ эВ) – элементы 4-й группы периодической системы элементов Менделеева, а также арсенид галлия GaAs ($\Delta W = 1,43$ эВ).



Всего лишь около 10 лет назад в качестве доступного материала для полупроводниковых приборов стал рассматриваться карбид кремния SiC, что стало возможным благодаря развитию технологии выращивания кристаллов требуемого размера в необходимых количествах. Ширина запрещенной зоны у карбида кремния $\Delta W = 2,4 \dots 3,4$ эВ для разных политипов.

Подобно тому, как в отдельном атоме электроны могут переходить с одного энергетического уровня на другой свободный уровень, электроны в твердом теле могут совершать переходы внутри разрешенной зоны при наличии в ней свободных уровней, а также переходить из одной разрешенной зоны в другую. Плотность уровней в разрешенных зонах очень велика, поэтому для перемещения электрона с одного уровня на другой внутри разрешенной зоны требуется очень малая энергия, порядка $10^{-8} \dots 10^{-4}$ эВ, что может быть следствием тепловых колебаний атомов; ускорений электронов даже под действием слабых внешних электрических полей; попадания в атом кванта световой энергии – фотона, а также ряда других видов внешних воздействий.

Для перехода электрона из нижней энергетической зоны в высшую требуется затратить энергию, равную ширине запрещенной зоны. При ширине запрещенной зоны в несколько электрон-вольт внешнее электрическое поле практически не может перевести электрон из валентной зоны в зону проводимости, так как энергия, приобретаемая электроном, движущимся ускоренно на длине свободного пробега, недостаточна для преодоления запрещенной зоны. *Длиной свободного пробега* является расстояние, проходимое электроном между двумя соударениями с атомами кристаллической решетки.

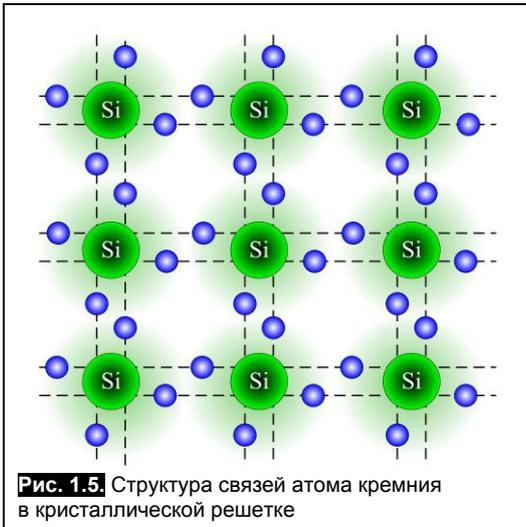
Таким образом, способность твердого тела проводить ток под действием электрического поля зависит от структуры энергетических зон и степени их заполнения электронами.

Необходимым условием возникновения электрической проводимости в твердом теле является наличие в разрешенной зоне свободных или не полностью занятых энергетических уровней. Так, в металлах зона проводимости частично заполнена и под действием температуры электроны могут переходить из полностью заполненных зон в зону проводимости. Однако их концентрация всегда мала по сравнению с концентрацией валентных электронов. Поэтому концентрация электронов в металлах практически не зависит от температуры и зависимость электропроводности металлов от температуры обусловлена только подвижностью электронов, которая уменьшается с увеличением температуры из-за увеличения амплитуды колебания атомов в кристаллической решетке, что влечет за собой уменьшение длины свободного пробега электрона.

У диэлектриков и полупроводников в отличие от металлов нет частично заполненных зон. При температуре абсолютного нуля валентная зона полностью заполнена, а зона проводимости совершенно пуста, поэтому эти вещества проводить ток не могут. Однако если этому веществу сообщить достаточное количество энергии, то электроны, приобретая дополнительное количество энергии, могут преодолеть ширину запрещенной зоны и перейти в зону проводимости. В этом случае вещество приобретает некоторую электропроводность, которая возрастает с ростом температуры.

1.3. Собственная электропроводность полупроводников

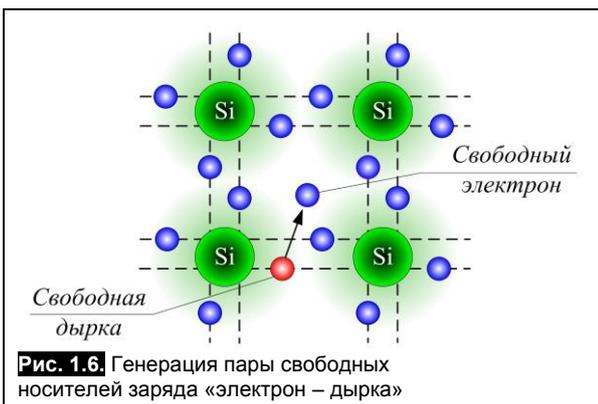
Рассмотрим строение полупроводникового материала, получившего наиболее широкое распространение в современной электронике, – кремния (Si). В кристалле этого полупроводника атомы



располагаются в узлах кристаллической решетки, а электроны наружной электронной оболочки образуют устойчивые ковалентные связи, когда каждая пара валентных электронов принадлежит одновременно двум соседним атомам и образует связывающую эти атомы силу. Так как у элементов IV группы на наружной электронной оболочке располагаются по четыре валентных электрона, то в идеальном кристалле полупроводника все ковалентные связи заполнены и все электроны прочно связаны со своими атомами (рис. 1.5).

При температуре абсолютного нуля ($T = 0^\circ \text{K}$) все энергетические состояния внутренних зон и валентная зона занята электронами полностью, а зона проводимости совершенно пуста. Поэтому в этих условиях кристалл полупроводника является практически диэлектриком.

При температуре $T > 0^\circ \text{K}$ в результате увеличения амплитуды тепловых колебаний атомов в узлах кристаллической решетки дополнительной энергии, поглощенной каким-либо электроном, может оказаться достаточно для разрыва ковалентной связи и перехода в зону проводимости, где электрон становится свободным носителем электрического заряда (рис. 1.6).



При температуре $T > 0^\circ \text{K}$ в результате увеличения амплитуды тепловых колебаний атомов в узлах кристаллической решетки дополнительной энергии, поглощенной каким-либо электроном, может оказаться достаточно для разрыва ковалентной связи и перехода в зону проводимости, где электрон становится свободным носителем электрического заряда (рис. 1.6). Электроны хаотически движутся внутри кристаллической решетки и представляют собой так называемый электронный газ. Электроны при своем движении сталкиваются с колеблющимися в узлах кристаллической решетки атомами, а в промежутках между столкновениями они движутся прямолинейно и равномерно.

Одновременно с этим у того атома полупроводника, от которого отделился электрон, возникает незаполненный энергетический уровень в валентной зоне, называемый *дыркой*.

Дырка представляет собой единичный положительный электрический заряд и может перемещаться по всему объему полупроводника под действием электрических полей, по законам диффузии в результате разности концентраций носителей заряда в различных зонах полупроводника, а также участвовать в тепловом движении.

Таким образом, в идеальном кристалле полупроводника при нагревании могут образовываться пары носителей электрических зарядов «электрон – дырка», которые обуславливают появление *собственной электрической проводимости* полупроводника.

Процесс образования пары «электрон – дырка» называют *генерацией* свободных носителей заряда.

После своего образования пара «электрон – дырка» существует в течение некоторого времени, называемого *временем жизни носителей* электрического заряда.

В течение этого промежутка времени носители участвуют в тепловом движении, взаимодействуют с электрическими и магнитными полями как единичные электрические заряды, перемещаются под действием градиента концентрации, а затем *рекомбинируют*, т. е. электрон восстанавливает ковалентную связь. При рекомбинации электрона и дырки происходит высвобождение энергии. В зависимости от того, как расходуется эта энергия, рекомбинацию можно разделить на два вида: *излучательную* и *безызлучательную*.

Излучательной является рекомбинация, при которой энергия, освобождающаяся при переходе электрона на более низкий энергетический уровень, излучается в виде кванта света – фотона.

При безызлучательной рекомбинации избыточная энергия передается кристаллической решетке полупроводника, т.е. избыточная энергия идет на образование фононов – квантов тепловой энергии.

Следует отметить, что генерация пар носителей заряда «электрон – дырка» и появление собственной электропроводности полупроводника может происходить не только под действием тепловой энергии, но и при любом другом способе энергетического воздействия на полупроводник – квантами лучистой энергии, ионизирующим излучением и т.д.

1.4. Распределение электронов по энергетическим уровням

При неизменном температурном состоянии полупроводника распределение электронов по энергетическим уровням подчиняется квантовой статистике Ферми–Дирака. С ее помощью можно определить концентрацию электронов в зоне проводимости, дырок в валентной зоне и определить зависимость удельной электропроводности полупроводника от температуры, наличия примесей и других факторов.

Вероятность заполнения электроном энергетического уровня W при температуре T определяется функцией распределения Ферми:

$$f_n(W) = \frac{1}{1 + e^{\frac{W - W_F}{kT}}}, \quad (1.1)$$

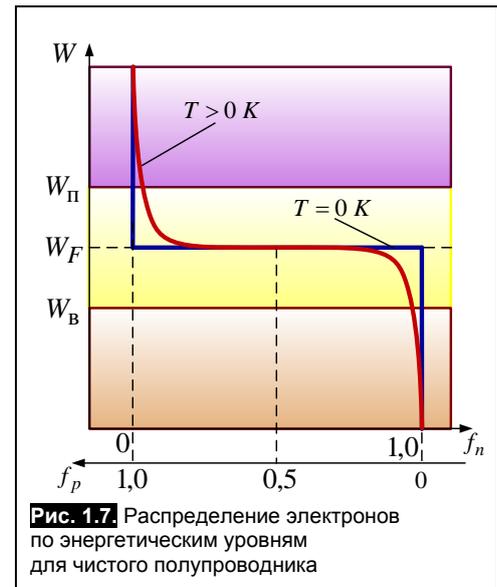
где T – температура в градусах Кельвина; k – постоянная Больцмана ($\approx 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{К}}$); W_F – энергия уровня Ферми (средний энергетический уровень, вероятность заполнения которого равна 0,5 при $T = 0^\circ \text{К}$).

Соответственно функция $(1 - f_n(W))$ определяет вероятность того, что квантовое состояние с энергией E свободно от электрона, т. е. занято дыркой

$$f_p(W) = 1 - f_n(W) = \frac{1}{1 + e^{\frac{W_F - W}{kT}}}. \quad (1.2)$$

Вид этих функций представлен на **рис. 1.7**. При температуре $T = 0^\circ \text{К}$ функция распределения Ферми имеет ступенчатый характер. Это означает, что при $T = 0^\circ \text{К}$ все энергетические уровни, находящиеся выше уровня Ферми, свободны.

При $T > 0^\circ \text{К}$ увеличивается вероятность заполнения электроном энергетического уровня, расположенного выше уровня Ферми. Поэтому ступенчатый характер функции распределения сменяется на более плавный в сравнительно узкой области энергий, близких к W_F .



1.5. Примесная электропроводность полупроводников

Электропроводность полупроводника может обуславливаться не только генерацией пар носителей «электрон – дырка» вследствие какого-либо энергетического воздействия, но и введением в структуру полупроводника определенных примесей.

Примеси могут быть донорного и акцепторного типа. Такую же роль, как примеси, могут играть различные дефекты кристаллической решетки: пустые узлы, дислокации или сдвиги, возникающие при пластической деформации кристалла и т.д.

1.5.1. Донорные примеси

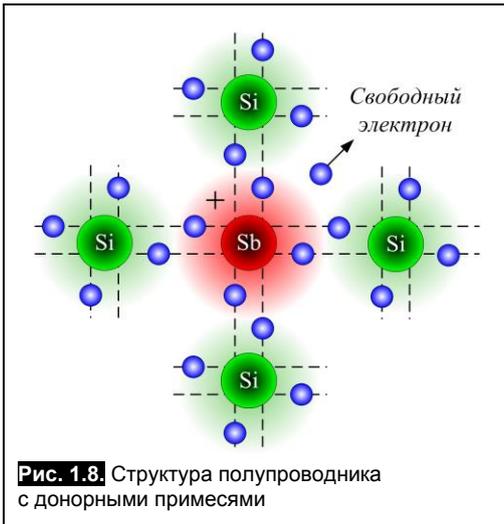


Рис. 1.8. Структура полупроводника с донорными примесями

Донор – это примесный атом или дефект кристаллической решетки, создающий в запрещенной зоне энергетический уровень, занятый в невозбужденном состоянии электроном и способный в возбужденном состоянии отдать электрон в зону проводимости.

Рассмотрим монокристалл полупроводника, например кремния, в кристаллическую решетку которого введено некоторое количество атомов примеси (рис. 1.8), например сурьмы (Sb), находящейся в V группе периодической системы элементов Менделеева. Атом примеси располагается в узле кристаллической решетки, а его валентные электроны устанавливают прочные ковалентные связи с соседними атомами полупроводника. Но поскольку у атома сурьмы на наружной электронной оболочке находятся пять валентных электронов, то четыре из них устанавливают ковалентные связи с четырьмя соседними атомами кремния, подобно существующим связям в основных атомах кристаллической решетки, а пятый валентный электрон такой связи установить не может, так как в атомах кремния все свободные связи (уровни) уже заполнены. Поэтому связь с ядром этого пятого электрона атома примеси слабее по сравнению с другими электронами. Под действием теплового колебания атомов кристаллической решетки связь этого электрона с атомом легко разрушается, и он переходит в зону проводимости, становясь при этом свободным носителем электрического заряда (рис. 1.9, а).

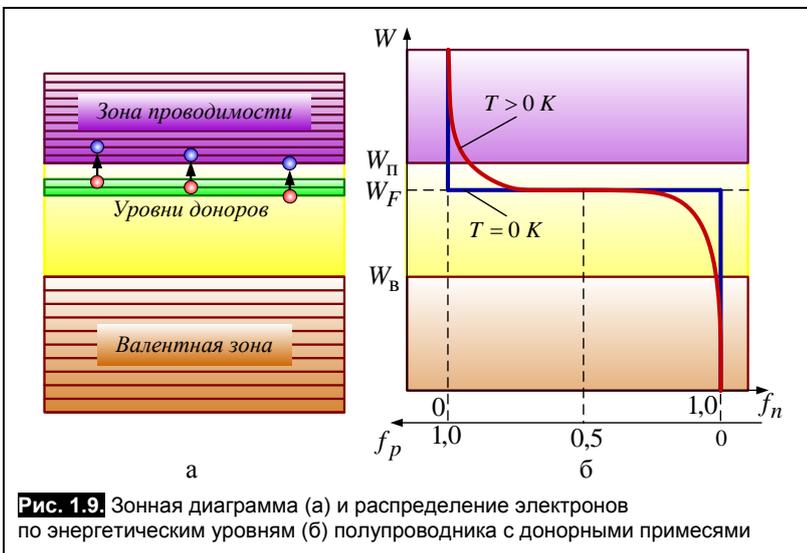


Рис. 1.9. Зонная диаграмма (а) и распределение электронов по энергетическим уровням (б) полупроводника с донорными примесями

Атом примеси, потеряв один электрон, становится положительно заряженным ионом с единичным положительным зарядом, но он остается в узле кристаллической решетки, и в отличие от «дырки», тоже имеющей единичный положительный заряд, он не может перемещаться внутри кристалла, так как связан с соседними атомами полупроводника межатомными связями, и может лишь совершать колебательные движения около положения равновесия в узле кристаллической решетки. При этом электрическая нейтральность кристалла полупроводника не нарушается, так как заряд каждого электрона, перешедшего в зону проводимости, уравновешивается положительно заряженным ионом примеси. Таким образом, полупроводник приобретает свойство примесной электропроводности, обусловленной наличием свободных электронов в зоне проводимости. Этот вид электропроводности называется *электронной* и обозначается буквой *n* (негативная, отрицательная проводимость), а полупроводники с таким типом проводимости называются полупроводниками *n*-типа.

В отличие от идеальных, чистых полупроводников диаграмма распределения электронов по энергетическим уровням в полупроводниках *n*-типа изменяется (рис. 1.9, б). Уровень Ферми W_F в этом случае будет смещаться вверх, к границе зоны проводимости $W_П$, так как малейшее приращение энергии электрона приводит к его переходу в зону проводимости.

1.5.2. Акцепторные примеси

Акцептор – это примесный атом или дефект кристаллической решетки, создающий в запрещенной зоне энергетический уровень, свободный от электрона в невозбужденном состоянии и способный захватить электрон из валентной зоны в возбужденном состоянии.

Если в кристаллическую решетку полупроводника кремния ввести атомы примеси, например индия (In), принадлежащего к III группе периодической системы элементов Менделеева, и следовательно имеющего на наружной электронной оболочке три валентных электрона, то эти три валентных электрона устанавливают прочные ковалентные связи с тремя соседними атомами кремния из четырех (рис. 1.10).

Одна из связей остается не заполненной из-за отсутствия необходимого электрона у атома примеси. Поэтому заполнение этой свободной связи может произойти за счет электрона, перешедшего к атому примеси от соседнего атома основного полупроводника при нарушении какой-либо связи. При этом атом примеси, приобретая лишний электрон, становится отрицательно заряженным ионом, а дырка, образовавшаяся в атоме основного полупроводника, имея единичный положительный заряд, может перемещаться от одного атома полупроводника к другому внутри кристалла, участвуя в тепловом движении; взаимодействуя с электрическими и магнитными полями, а также под действием градиента концентрации. Такой тип проводимости называется *дырочным* и обозначается буквой *p* (позитивный, положительный тип проводимости), а полупроводник называется полупроводником *p*-типа.

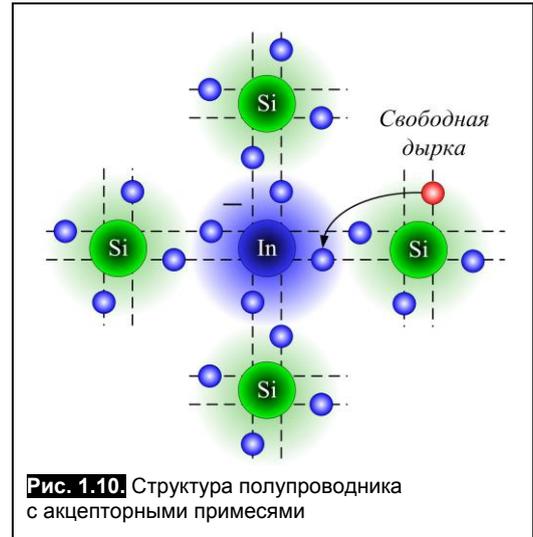


Рис. 1.10. Структура полупроводника с акцепторными примесями

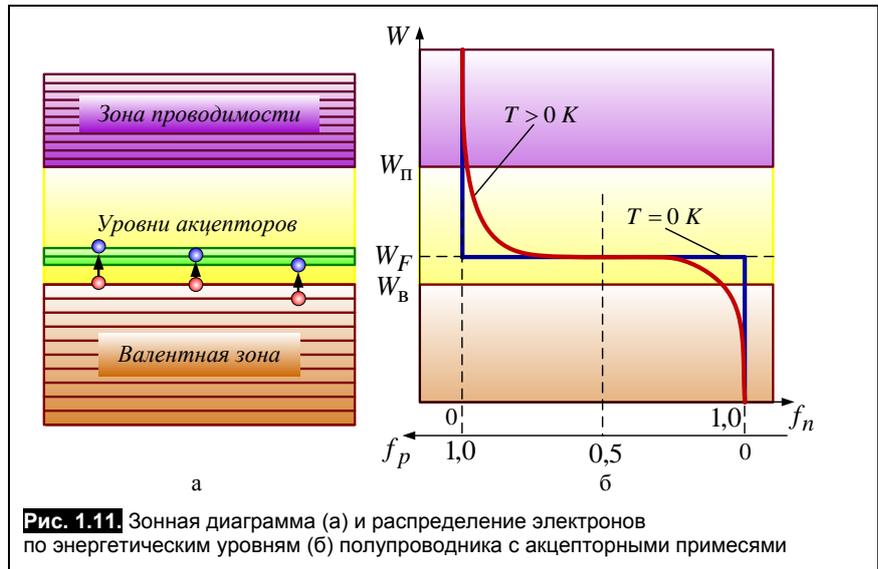


Рис. 1.11. Зонная диаграмма (а) и распределение электронов по энергетическим уровням (б) полупроводника с акцепторными примесями

Следует отметить, что отрицательно заряженные ионы акцепторной примеси в полупроводнике *p*-типа не могут перемещаться внутри кристалла, так как находятся в узлах кристаллической решетки и связаны межатомными связями с соседними атомами полупроводника. В целом полупроводниковый кристалл остается электрически нейтральным, так как количеству образовавшихся дырок строго соответствует количество отрицательно заряженных ионов примеси. Для полупроводника *p*-типа диаграмма распределения электронов по электрическим уровням будет иметь вид, представленный на рис. 1.11, а.

Вероятность захвата электрона и перехода его в валентную зону возрастает в полупроводниках *p*-типа, поэтому уровень Ферми W_F здесь смещается вниз, к границе валентной зоны (рис. 1.11, б).

Следует отметить, что при очень больших концентрациях примесей в полупроводниках уровень Ферми может даже выходить за пределы запрещенной зоны либо в зону проводимости (в полупроводниках *n*-типа) либо в зону валентную (в полупроводниках *p*-типа). Такие полупроводники называются *вырожденными*.

1.6. Процессы переноса зарядов в полупроводниках

В полупроводниках процесс переноса зарядов может наблюдаться при наличии электронов в зоне проводимости и при неполном заполнении электронами валентной зоны. При выполнении данных

условий и при отсутствии градиента температуры перенос носителей зарядов возможен либо под действием электрического поля, либо под действием градиента концентрации носителей заряда.

1.6.1. Дрейф носителей заряда

Дрейфом называют направленное движение носителей заряда под действием электрического поля.

Электроны, получая ускорение в электрическом поле, приобретают на средней длине свободного пробега добавочную составляющую скорости, которая называется *дрейфовой скоростью* $v_{n \text{ др}}$, к своей средней скорости движения.

Дрейфовая скорость электронов мала по сравнению со средней скоростью их теплового движения в обычных условиях. Плотность дрейфового тока

$$J_{n \text{ др}} = qN_n v_{n \text{ др}}, \quad (1.3)$$

где N_n – концентрация электронов в 1 см^3 ; q – заряд электрона.

Дрейфовая скорость, приобретаемая электроном в поле единичной напряженности $E = 1, \frac{\text{В}}{\text{см}}$, называется *подвижностью*:

$$\mu = \frac{v_{n \text{ др}}}{E}. \quad (1.4)$$

Поэтому плотность дрейфового тока электронов

$$J_{n \text{ др}} = qN_n \mu E. \quad (1.5)$$

Составляющая электрического тока под действием внешнего электрического поля называется *дрейфовым током*. Полная плотность дрейфового тока при наличии свободных электронов и дырок равна сумме электронной и дырочной составляющих:

$$J_{\text{др}} = J_{n \text{ др}} + J_{p \text{ др}} = qE(N_n \mu_n + N_p \mu_p), \quad (1.6)$$

где E – напряженность приложенного электрического поля; N_p – концентрация дырок.

Удельная электрическая проводимость σ равна отношению плотности дрейфового тока к величине напряженности электрического поля E , вызвавшего этот ток:

$$\sigma = \frac{J_{\text{др}}}{E}, \quad (1.7)$$

то есть электропроводность твердого тела зависит от концентрации носителей электрического заряда n и от их подвижности μ .

1.6.2. Диффузия носителей заряда

При неравномерном распределении концентрации носителей заряда в объеме полупроводника и отсутствии градиента температуры происходит *диффузия* – движение носителей заряда из-за градиента концентрации, т.е. происходит выравнивание концентрации носителей заряда по объему полупроводника.

Из курса физики известно, что плотность потока частиц при диффузии (число частиц, пересекающих в единицу времени единичную площадку, перпендикулярную направлению градиента концентрации) пропорциональна градиенту концентрации этих частиц:

$$\Phi_m = -D_m \text{grad}(m), \quad (1.8)$$

где D_m – коэффициент диффузии, равный абсолютному значению отношения плотности потока частиц к градиенту их концентрации.

Знаки правой и левой части в выражении (1.8) различны, т.к. вектор градиента концентрации направлен в сторону возрастания аргумента, а частицы диффундируют туда, где их меньше, т.е. против градиента концентрации.

Поскольку любое направленное движение одноименно заряженных частиц есть электрический ток, то плотность электронной составляющей диффузионного тока может быть получена путем умножения правой части выражения (1.8) на заряд электрона. Электроны диффундируют против вектора градиента концентрации и имеют отрицательный заряд. Вследствие этого направление вектора плотности диффузионного тока электронов должно совпадать с направлением вектора градиента концентрации электронов

$$J_{n \text{ диф}} = qD_n \frac{dn}{dx}, \quad (1.9)$$

где D_n – коэффициент диффузии электронов, $\frac{dn}{dx}$ – градиент концентрации электронов.

Заряд дырок положителен, вследствие этого направление вектора плотности диффузионного тока дырок должно совпадать с направлением их диффузии, т.е. противоположно направлению вектора градиента концентрации дырок. Следовательно, в правой части должен сохраниться знак минус:

$$J_{p \text{ диф}} = -qD_p \frac{dp}{dx}. \quad (1.10)$$

где D_p – коэффициент диффузии дырок, $\frac{dp}{dx}$ – градиент концентрации дырок.

Полная плотность диффузионного тока, обусловленная направленным перемещением носителей электрического заряда из мест с большей концентрацией в места, где их концентрация меньше, определяется как

$$J_{\text{диф}} = q \left(D_n \frac{dn}{dx} - D_p \frac{dp}{dx} \right). \quad (1.11)$$

Одновременно с процессом диффузии носителей заряда происходит процесс их рекомбинации. Поэтому избыточная концентрация уменьшается в направлении от места источника этой избыточной концентрации.

Расстояние, на котором при одномерной диффузии в полупроводнике без электрического поля в нем избыточная концентрация носителей заряда уменьшается в результате рекомбинации в e раз, называется *диффузионной длиной* L . Иначе, это расстояние, на которое диффундирует носитель за время жизни.

Диффузионная длина L связана со временем жизни носителей соотношениями

$$L_n = \sqrt{D_n \tau_n}; \quad L_p = \sqrt{D_p \tau_p}, \quad (1.12)$$

где τ_n и τ_p – время жизни электронов и дырок, соответственно.

1.7. Электрические переходы

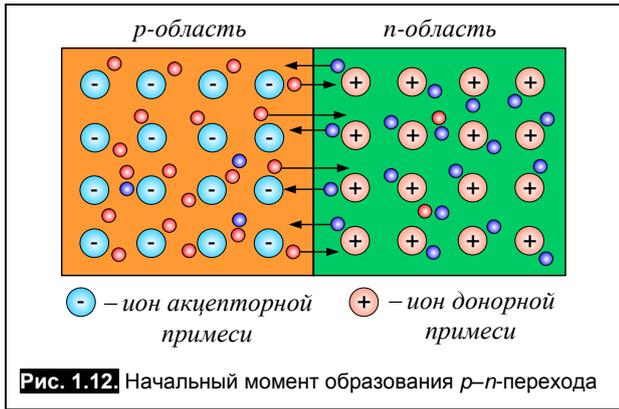
Электрическим переходом в полупроводнике называется граничный слой между двумя областями, физические характеристики которых имеют существенные физические различия.

Различают следующие виды электрических переходов:

- *электронно-дырочный, или p-n-переход* – переход между двумя областями полупроводника, имеющими разный тип электропроводности;
- переходы между двумя областями, если одна из них является металлом, а другая полупроводником p- или n-типа (*переход металл – полупроводник*);
- переходы между двумя областями с одним типом электропроводности, отличающиеся значением концентрации примесей;
- переходы между двумя полупроводниковыми материалами с различной шириной запрещенной зоны (*гетеропереходы*).

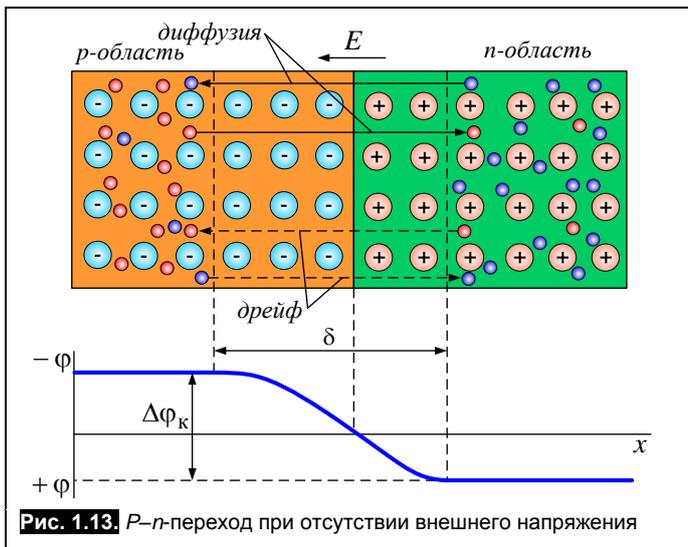
1.7.1. Электронно-дырочный переход

Работа целого ряда полупроводниковых приборов (диодов, транзисторов, тиристоров и др.) основана на явлениях, возникающих в контакте между полупроводниками с разными типами проводимости. Граница между двумя областями монокристалла полупроводника, одна из которых имеет электропроводность типа p, а другая – типа n называется электронно-дырочным переходом. Концентрации основных носителей заряда в областях p и n могут быть равными или существенно отличаться.



электропроводности типа p , а с другой стороны, введена донорная примесь, благодаря которой там возникла электропроводность типа n . Каждому подвижному положительному носителю заряда в области p (дырке) соответствует отрицательно заряженный ион акцепторной примеси, но неподвижный, находящийся в узле кристаллической решетки, а в области n каждому свободному электрону соответствует положительно заряженный ион донорной примеси, в результате чего весь монокристалл остается электрически нейтральным.

Свободные носители электрических зарядов под действием градиента концентрации начинают переме-



каждой дырки компенсировался отрицательным зарядом иона акцепторной примеси в области p , а заряд электрона – положительным зарядом иона донорной примеси в области n , то после рекомбинации дырки и электрона электрические заряды неподвижных ионов примесей, породивших эту дырку и электрон, остались не скомпенсированными. И в первую очередь не скомпенсированные заряды ионов примесей проявляют себя вблизи границы раздела (**рис. 1.13**), где образуется слой пространственных зарядов, разделенных узким промежутком δ . Между этими зарядами возникает электрическое поле с напряжённостью E , которое называют *полем потенциального барьера*, а разность потенциалов на границе раздела двух зон, обуславливающих это поле, называют *контактной разностью потенциалов* $\Delta\varphi_k$.

Это электрическое поле начинает действовать на подвижные носители электрических зарядов. Так, дырки в области p – основные носители, попадая в зону действия этого поля, испытывают со стороны него тормозящее, отталкивающее действие и, перемещаясь вдоль силовых линий этого поля, будут вытолкнуты вглубь области p . Аналогично, электроны из области n , попадая в зону действия поля потенциального барьера, будут вытолкнуты им вглубь области n . Таким образом, в узкой области δ , где действует поле потенциального барьера, образуется слой, где практически отсутствуют свободные

$P-n$ -переход, у которого концентрации дырок и электронов практически равны $N_p \approx N_n$, называют *симметричным*. Если концентрации основных носителей заряда различны ($N_p \gg N_n$ или $N_p \ll N_n$) и отличаются в 100...1000 раз, то такие переходы называют *несимметричными*.

Несимметричные $p-n$ -переходы используются шире, чем симметричные, поэтому в дальнейшем будем рассматривать только их.

Рассмотрим монокристалл полупроводника (**рис. 1.12**), в котором, с одной стороны, введена акцепторная примесь, обусловившая возникновение здесь

перемещаться из мест с большой концентрацией в места с меньшей концентрацией. Так, дырки будут диффундировать из области p в область n , а электроны, наоборот, из области n в область p . Это направленное навстречу друг другу перемещение электрических зарядов образует диффузионный ток $p-n$ -перехода. Но как только дырка из области p перейдет в область n , она оказывается в окружении электронов, являющихся основными носителями электрических зарядов в области n . Поэтому велика вероятность того, что какой-либо электрон заполнит свободный уровень и произойдет явление рекомбинации, в результате которой не будет ни дырки, ни электрона, а останется электрически нейтральный атом полупроводника. Но если раньше положительный электрический заряд

носители электрических зарядов и вследствие этого обладающий высоким сопротивлением. Это так называемый *запирающий слой*.

Если же в области p вблизи границы раздела каким-либо образом окажется свободный электрон, являющийся неосновным носителем для этой области, то он со стороны электрического поля потенциального барьера будет испытывать ускоряющее воздействие, вследствие чего этот электрон будет переброшен через границу раздела в область n , где он будет являться основным носителем. Аналогично, если в области n появится неосновной носитель – дырка, то под действием поля потенциального барьера она будет переброшена в область p , где она будет уже основным носителем. Движение неосновных носителей через p - n -переход под действием электрического поля потенциального барьера обуславливает составляющую дрейфового тока.

При отсутствии внешнего электрического поля устанавливается динамическое равновесие между потоками основных и неосновных носителей электрических зарядов, то есть между диффузионной и дрейфовой составляющими тока p - n -перехода, поскольку эти составляющие направлены навстречу друг другу.

Потенциальная диаграмма p - n -перехода изображена на **рис. 1.13**, причем за нулевой потенциал принят потенциал на границе раздела областей. Контактная разность потенциалов образует на границе раздела потенциальный барьер с высотой $\Delta\varphi_k$. На диаграмме изображен потенциальный барьер для электронов, стремящихся за счет диффузии перемещаться справа налево (из области n в область p).

Если отложить вверх положительный потенциал, то можно получить изображение потенциального барьера для дырок, диффундирующих слева направо (из области p в область n).

При отсутствии внешнего электрического поля и при условии динамического равновесия в кристалле полупроводника устанавливается единый уровень Ферми для обеих областей проводимости.

Однако, поскольку в полупроводниках p -типа уровень Ферми смещается к потолку валентной зоны W_{vp} , а в полупроводниках n -типа – к дну зоны проводимости $W_{пн}$, то на ширине p - n -перехода δ диа-

грамма энергетических зон (**рис. 1.14**) искривляется и образуется потенциальный барьер:

$$\Delta\varphi_k = \frac{\Delta W}{q}, \quad (1.13)$$

где ΔW – энергетический барьер, который необходимо преодолеть электрону в области n , чтобы он мог перейти в область p , или аналогично для дырки в области p , чтобы она могла перейти в область n .

Высота потенциального барьера зависит от концентрации примесей, так как при ее изменении изменяется уровень Ферми, смещаясь от середины запрещенной зоны к верхней или нижней ее границе.

1.7.2. Вентильное свойство p - n -перехода

P - n -переход, обладает свойством изменять свое электрическое сопротивление в зависимости от направления протекающего

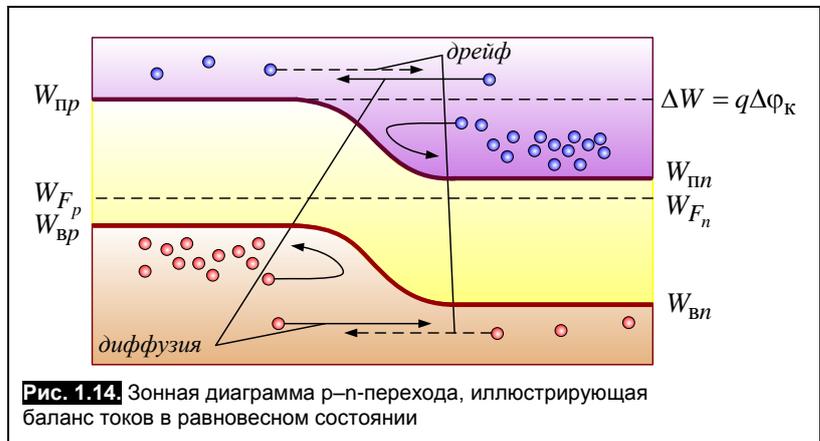


Рис. 1.14. Зонная диаграмма p - n -перехода, иллюстрирующая баланс токов в равновесном состоянии

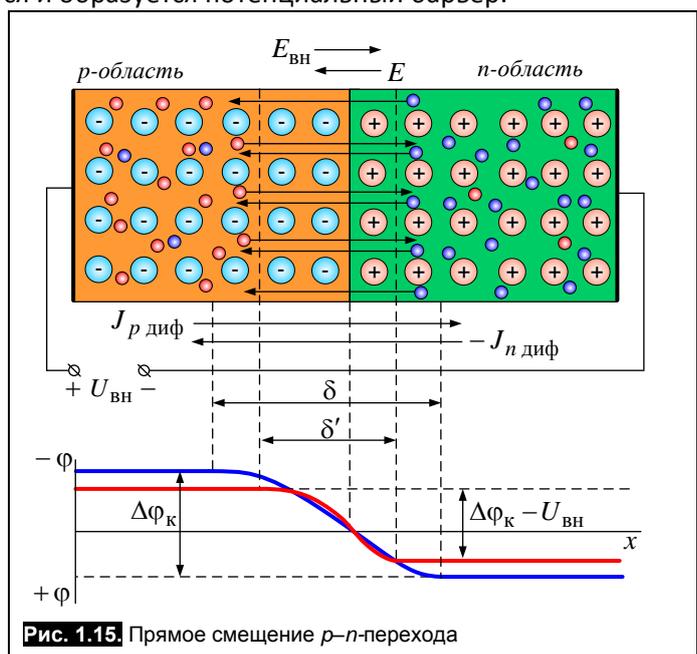


Рис. 1.15. Прямое смещение p - n -перехода

через него тока. Это свойство называется *вентильным*, а прибор, обладающий таким свойством, называется *электрическим вентиляем*.

Рассмотрим $p-n$ -переход, к которому подключен внешний источник напряжения $U_{вн}$ с полярностью, указанной на **рис. 1.15**, «+» к области p -типа, «-» к области n -типа. Такое подключение называют *прямым включением $p-n$ -перехода* (или *прямым смещением $p-n$ -перехода*). Тогда напряженность электрического поля внешнего источника $E_{вн}$ будет направлена навстречу напряженности поля потенциального барьера E и, следовательно, приведет к снижению результирующей напряженности $E_{рез}$:

$$E_{рез} = E - E_{вн}. \quad (1.14)$$

Это приведет, в свою очередь, к снижению высоты потенциального барьера и увеличению количества основных носителей, диффундирующих через границу раздела в соседнюю область, которые образуют так называемый *прямой ток $p-n$ -перехода*. При этом вследствие уменьшения тормозящего, отталкивающего действия поля потенциального барьера на основные носители, ширина запирающего слоя δ уменьшается ($\delta' < \delta$) и, соответственно, уменьшается его сопротивление.

По мере увеличения внешнего напряжения прямой ток $p-n$ -перехода возрастает. Основные носители после перехода границы раздела становятся неосновными в противоположной области полупроводника и, углубившись в нее, рекомбинируют с основными носителями этой области, но, пока подключен внешний источник, ток через переход поддерживается непрерывным поступлением электронов из внешней цепи в n -область и уходом их из p -области во внешнюю цепь, благодаря чему восстанавливается концентрация дырок в p -области.

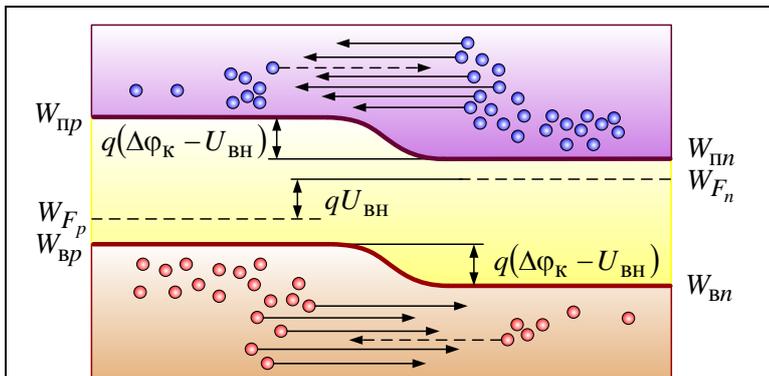


Рис. 1.16. Зонная диаграмма прямого смещения $p-n$ -перехода, иллюстрирующая дисбаланс токов

Введение носителей заряда через $p-n$ -переход при понижении высоты потенциального барьера в область полупроводника, где эти носители являются неосновными, называют *инжекцией носителей заряда*.

При протекании прямого тока из дырочной области p в электронную область n инжектируются дырки, а из электронной области в дырочную – электроны.

Инжектирующий слой с относительно малым удельным сопротивлением называют *эмиттером*; слой, в который происходит инжекция неосновных для него носителей заряда, – *базой*.

На **рис. 1.16** изображена зонная энергетическая диаграмма, соответствующая прямому смещению $p-n$ -перехода.

Если к $p-n$ -переходу подключить внешний источник с противоположной полярностью «-» к области p -типа, «+» к области n -типа (**рис. 1.17**), то такое подключение называют *обратным включением $p-n$ -перехода* (или *обратным смещением $p-n$ -перехода*).

В данном случае напряженность электрического поля этого источника $E_{вн}$ будет направлена в ту же сторону, что и напряженность электрического поля E потенциального барьера; высота потенциального барьера возрастает, а ток диффузии основных носителей практически становится равным нулю.

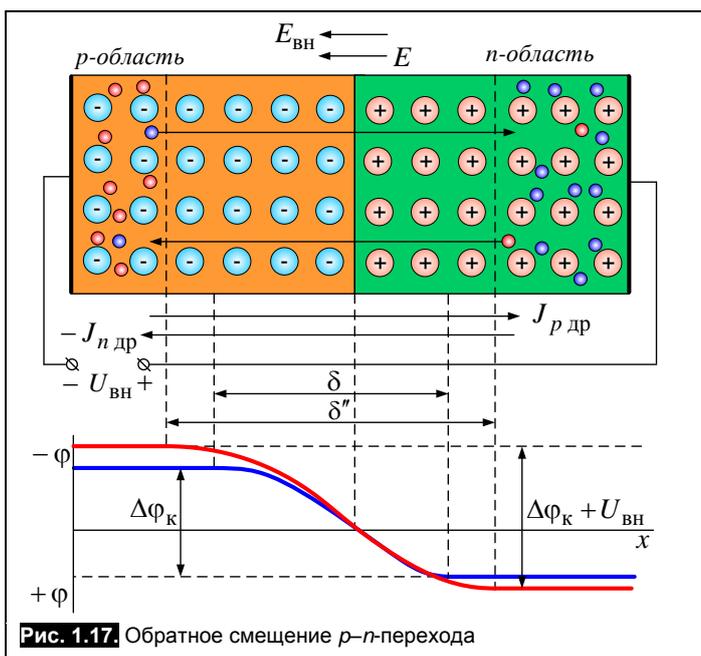


Рис. 1.17. Обратное смещение $p-n$ -перехода

Из-за усиления тормозящего, отталкивающего действия суммарного электрического поля на основные носители заряда ширина запирающего слоя δ увеличивается ($\delta'' > \delta$), а его сопротивление резко возрастает.

Теперь через p - n -переход будет протекать очень маленький ток, обусловленный перебросом суммарным электрическим полем на границе раздела, неосновных носителей, возникающих под действием различных ионизирующих факторов, в основном теплового характера. Процесс переброса неосновных носителей заряда называется *экстракцией*. Этот ток имеет дрейфовую природу и называется *обратным током p - n -перехода*.

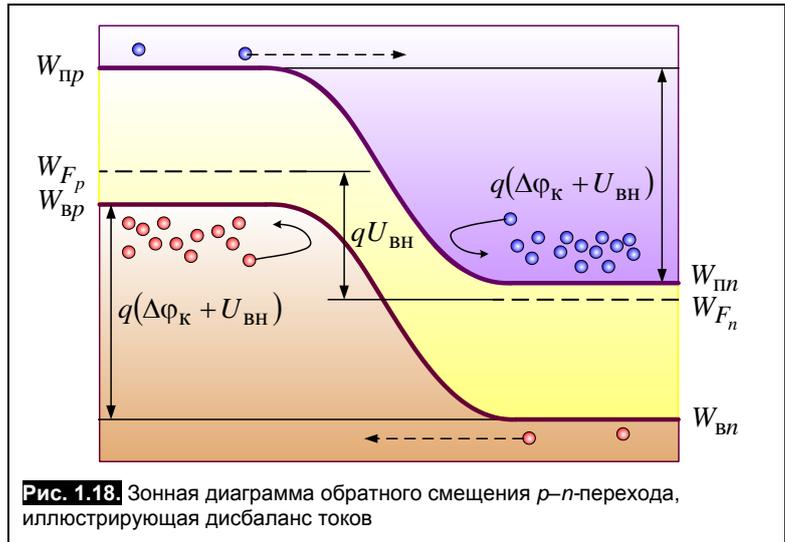


Рис. 1.18. Зонная энергетическая диаграмма обратного смещения p - n -перехода, иллюстрирующая дисбаланс токов

На рис. 1.18 изображена зонная энергетическая диаграмма, соответствующая обратному смещению p - n -перехода.

Выводы:

1. p - n -переход образуется на границе p - и n -областей, созданных в монокристалле полупроводника.
2. В результате диффузии в p - n -переходе возникает электрическое поле – потенциальный барьер, препятствующий выравниванию концентраций основных носителей заряда в соседних областях.
3. При отсутствии внешнего напряжения U_{BH} в p - n -переходе устанавливается динамическое равновесие: диффузионный ток становится равным по величине дрейфовому току, образованному неосновными носителями заряда, в результате чего ток через p - n -переход становится равным нулю.
4. При прямом смещении p - n -перехода потенциальный барьер понижается и через переход протекает относительно большой диффузионный ток.
5. При обратном смещении p - n -перехода потенциальный барьер повышается, диффузионный ток уменьшается до нуля и через переход протекает малый по величине дрейфовый ток.

Это говорит о том, что p - n -переход обладает односторонней проводимостью. Данное свойство широко используется для выпрямления переменных токов.

6. Ширина p - n -перехода зависит: от концентраций примеси в p - и n -областях, от знака и величины приложенного внешнего напряжения U_{BH} . При увеличении концентрации примесей ширина p - n -перехода уменьшается и наоборот. С увеличением прямого напряжения ширина p - n -перехода уменьшается. При увеличении обратного напряжения ширина p - n -перехода увеличивается.

1.7.3. Вольт-амперная характеристика p - n -перехода

Вольт-амперная характеристика p - n -перехода – это зависимость тока через p - n -переход от величины приложенного к нему напряжения. Ее рассчитывают исходя из предположения, что электрическое поле вне обедненного слоя отсутствует, т.е. все напряжение приложено к p - n -переходу. Общий ток через p - n -переход определяется суммой четырех слагаемых:

$$I_{p-n} = I_{n \text{ диф}} + I_{p \text{ диф}} - I_{n \text{ др}} - I_{p \text{ др}}, \tag{1.15}$$

где $I_{n \text{ др}} = qn_{p0}v_{n \text{ др}}$ – электронный ток дрейфа; $I_{p \text{ др}} = qp_{n0}v_{p \text{ др}}$ – дырочный ток дрейфа;

$I_{n \text{ диф}} = qn_p v_{n \text{ диф}} = qv_{n \text{ диф}} n_{p0} e^{\frac{qU_{BH}}{kT}}$ – электронный ток диффузии; $I_{p \text{ диф}} = qp_n v_{p \text{ диф}} = qv_{p \text{ диф}} p_{n0} e^{\frac{qU_{BH}}{kT}}$ – дырочный ток диффузии; $n_p = n_{p0} e^{\frac{qU_{BH}}{kT}}$ – концентрация электронов, инжектированных в p -область; $p_n = p_{n0} e^{\frac{qU_{BH}}{kT}}$ – концентрация дырок, инжектированных в n -область.

При этом концентрации неосновных носителей n_{p0} и p_{n0} зависят от концентрации примесей N_p и N_n следующим образом:

$$n_{p0} = \frac{n_i^2}{N_p}, \quad p_{n0} = \frac{p_i^2}{N_n},$$

где n_i, p_i – собственные концентрации носителей зарядов (без примеси) электронов и дырок соответственно.

Скорость диффузии носителей заряда $v_{n, p \text{ диф}}$ можно допустить близкой к их скорости дрейфа $v_{n, p \text{ др}}$ в слабом электрическом поле при небольших отклонениях от условий равновесия. В этом случае для условий равновесия выполняются следующие равенства:

$$v_{p \text{ диф}} = v_{p \text{ др}} = v_p, \quad v_{n \text{ диф}} = v_{n \text{ др}} = v_n.$$

Тогда выражение (1.15) можно записать в виде:

$$\begin{aligned} I_{p-n} &= qv_p \left(p_{n0} e^{\frac{qU_{\text{ВН}}}{kT}} - p_{n0} \right) + qv_n \left(n_{p0} e^{\frac{qU_{\text{ВН}}}{kT}} - n_{p0} \right) = qv_p p_{n0} \left(e^{\frac{qU_{\text{ВН}}}{kT}} - 1 \right) + qv_n n_{p0} \left(e^{\frac{qU_{\text{ВН}}}{kT}} - 1 \right) = \\ &= q \left(v_p p_{n0} + v_n n_{p0} \right) \left(e^{\frac{qU_{\text{ВН}}}{kT}} - 1 \right) = I_0 \left(e^{\frac{qU_{\text{ВН}}}{kT}} - 1 \right). \end{aligned} \quad (1.16)$$

Обратный ток I_0 можно выразить следующим образом:

$$I_0 = q \left(v_p p_{n0} + v_n n_{p0} \right) = \frac{qD_p p_{n0}}{L_p} + \frac{qD_n n_{p0}}{L_n},$$

где $D_{n, p}$ – коэффициент диффузии дырок или электронов; $L_{n, p}$ – диффузионная длина дырок или электронов. Так как параметры $D_{n, p}, p_{n0}, n_{p0}, L_{n, p} = \sqrt{D_{n, p} \tau_{n, p}}$ очень сильно зависят от температуры, обратный ток I_0 иначе называют *тепловым током*.

При прямом напряжении внешнего источника ($U_{\text{ВН}} > 0$)

экспоненциальный член $e^{\frac{qU_{\text{ВН}}}{kT}}$ в выражении (1.16) быстро возрастает, что приводит к быстрому росту прямого тока, который, как уже было отмечено, в основном определяется диффузионной составляющей.

При обратном напряжении внешнего источника ($U_{\text{ВН}} < 0$) экспоненциальный член много меньше единицы и ток p - n -перехода практически равен обратному току I_0 , определяемому, в основном, дрейфовой составляющей. Вид этой зависимости представлен на рис. 1.19. Первый квадрант соответствует участку прямой ветви вольт-амперной

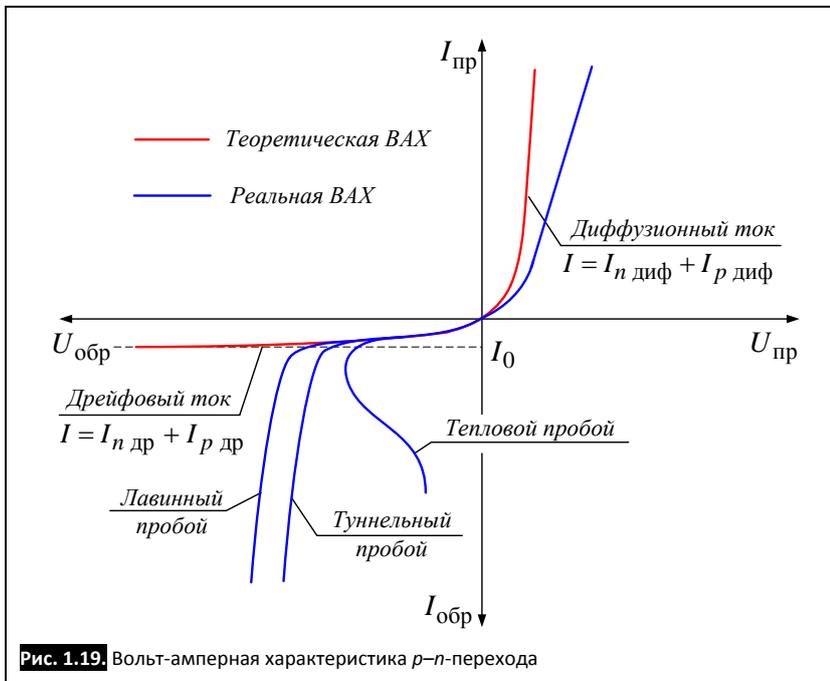


Рис. 1.19. Вольт-амперная характеристика p - n -перехода

характеристики, а третий квадрант – обратной ветви. При увеличении прямого напряжения ток p - n -перехода в прямом направлении вначале возрастает относительно медленно, а затем начинается

участок быстрого нарастания прямого тока, что приводит к дополнительному нагреванию полупроводниковой структуры. Если количество выделяемого при этом тепла будет превышать количество тепла, отводимого от полупроводникового кристалла либо естественным путем, либо с помощью специальных устройств охлаждения, то могут произойти в полупроводниковой структуре необратимые изменения вплоть до разрушения кристаллической решетки. Поэтому прямой ток $p-n$ -перехода необходимо ограничивать на безопасном уровне, исключающем перегрев полупроводниковой структуры. Для этого необходимо использовать ограничительное сопротивление последовательно подключенное с $p-n$ -переходом.

При увеличении обратного напряжения, приложенного к $p-n$ -переходу, обратный ток изменяется незначительно, так как дрейфовая составляющая тока, являющаяся преобладающей при обратном включении, зависит в основном от температуры кристалла, а увеличение обратного напряжения приводит лишь к увеличению скорости дрейфа неосновных носителей без изменения их количества. Такое положение будет сохраняться до величины обратного напряжения, при котором начинается интенсивный рост обратного тока – так называемый *пробой $p-n$ -перехода*.

1.7.4. Виды пробоев $p-n$ -перехода

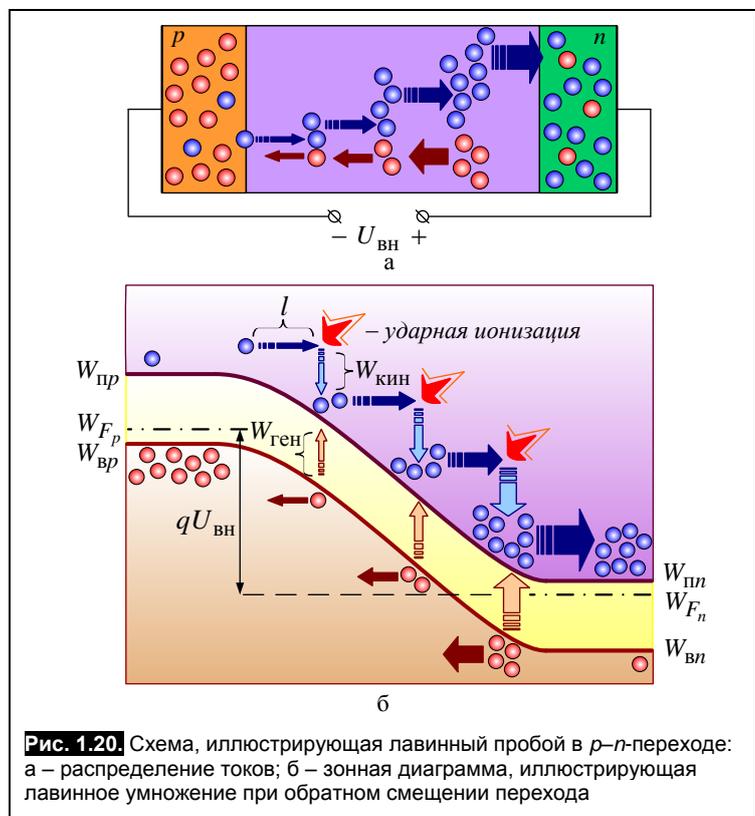
Возможны обратимые и необратимые пробой. Обратимый пробой – это пробой, после которого $p-n$ -переход сохраняет работоспособность. Необратимый пробой ведет к разрушению структуры полупроводника.

Существуют четыре типа пробоя: лавинный, туннельный, тепловой и поверхностный. Лавинный и туннельный пробой объединяются под названием – *электрический пробой*, который является обратимым. К необратимым относят тепловой и поверхностный.

Лавинный пробой свойственен полупроводникам, со значительной толщиной $p-n$ -перехода, образованных слаболегированными полупроводниками. При этом ширина обедненного слоя гораздо больше диффузионной длины носителей. Пробой происходит под действием сильного электрического поля с напряженностью $E \approx (8...12) \cdot 10^4, \frac{В}{см}$. В лавинном пробое основная роль принадлежит неосновным носителям, образующимся под действием тепла в $p-n$ -переходе.

Эти носители испытывают со стороны электрического поля $p-n$ -перехода ускоряющее действие и начинают ускоренно двигаться вдоль силовых линий этого поля. При определенной величине напряженности неосновные носители заряда на длине свободного пробега l (рис. 1.20) могут разогнаться до такой скорости, что их кинетической энергии может оказаться достаточно, чтобы при очередном соударении с атомом полупроводника ионизировать его, т.е. «выбить» один из его валентных электронов и переброшить его в зону проводимости, образовав при этом пару «электрон – дырка». Образовавшиеся носители тоже начнут разгоняться в электрическом поле, сталкиваясь с другими нейтральными атомами, и процесс, таким образом, будет лавинообразно нарастать. При этом происходит резкий рост обратного тока при практически неизменном обратном напряжении.

Параметром, характеризующим лавинный пробой, является *коэффициент лавинного умножения M* , определяемый как количество актов лавинного умножения в области сильного электрического поля. Величина обратного тока после лавинного умножения будет равна:



$$I = MI_0,$$

$$M = \frac{I}{I_0} = \frac{1}{1 - (U/U_{\Pi})^n}, \quad (1.17)$$

где I_0 – начальный ток; U – приложенное напряжение; U_{Π} – напряжение лавинного пробоя; n – коэффициент, равный 3 для Ge, 5 для Si.

Туннельный пробой происходит в очень тонких p - n -переходах, что возможно при очень высокой концентрации примесей $N \approx 10^{19} \text{ см}^{-3}$, когда ширина перехода становится малой (порядка 0,01 мкм) и при небольших значениях обратного напряжения (несколько вольт), когда возникает большой градиент электрического поля. Высокое значение напряженности электрического поля, воздействуя на атомы кристаллической решетки, повышает энергию валентных электронов и приводит к их туннельному «просачиванию» сквозь «тонкий» энергетический барьер

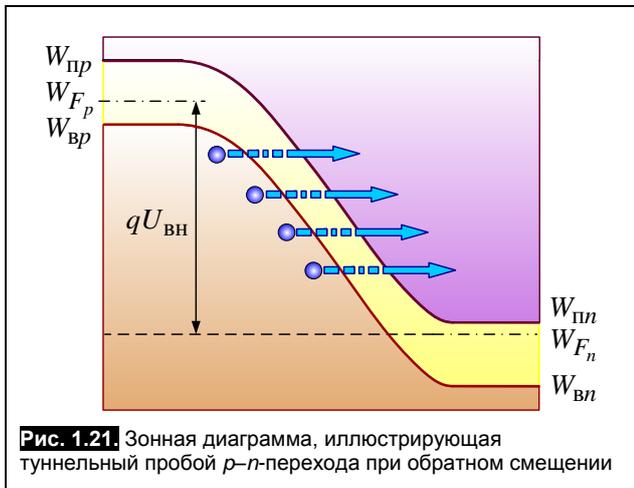


Рис. 1.21. Зонная диаграмма, иллюстрирующая туннельный пробой p - n -перехода при обратном смещении

ер (рис. 1.21) из валентной зоны p -области в зону проводимости n -области. Причем «просачивание» происходит без изменения энергии носителей заряда. Для туннельного пробоя также характерен резкий рост обратного тока при практически неизменном обратном напряжении.

Если обратный ток при обоих видах электрического пробоя не превысит максимально допустимого значения, при котором произойдет перегрев и разрушение кристаллической структуры полупроводника, то они являются обратимыми и могут быть воспроизведены многократно.

Тепловым называется пробой p - n -перехода, обусловленный ростом количества носителей заряда при повышении температуры кристалла. С увеличением обратного напряжения и тока возрастает тепловая мощность, выделяющаяся в p - n -переходе, и, соответственно, температура кристаллической структуры. Под действием тепла усиливаются колебания атомов кристалла и ослабевает связь валентных электронов с ними, возрастает вероятность перехода их в зону проводимости и образования дополнительных пар носителей «электрон – дырка». Если электрическая мощность в p - n -переходе превысит максимально допустимое значение, то процесс термогенерации лавинообразно нарастает, в кристалле происходит необратимая перестройка структуры и p - n -переход разрушается.

Для предотвращения теплового пробоя необходимо выполнение условия

$$P_{\text{расс}} = U_{\text{обр}} I_{\text{обр}} < P_{\text{расс max}}, \quad (1.18)$$

где $P_{\text{расс max}}$ – максимально допустимая мощность рассеяния p - n -перехода.

Поверхностный пробой. Распределение напряженности электрического поля в p - n -переходе может существенно изменить заряды, имеющиеся на поверхности полупроводника. Поверхностный заряд может привести к увеличению или уменьшению толщины перехода, в результате чего на поверхности перехода может наступить пробой при напряженности поля, меньшей той, которая необходима для возникновения пробоя в толще полупроводника. Это явление называют *поверхностным пробоем*. Большую роль при возникновении поверхностного пробоя играют диэлектрические свойства среды, граничащей с поверхностью полупроводника. Для снижения вероятности поверхностного пробоя применяют специальные защитные покрытия с высокой диэлектрической постоянной.

1.7.5. Ёмкость p - n -перехода

Изменение внешнего напряжения на p - n -переходе приводит к изменению ширины обедненного слоя и, соответственно, накопленного в нем электрического заряда (это также обусловлено изменением концентрации инжектированных носителей заряда вблизи перехода). Исходя из этого p - n -переход ведет себя подобно конденсатору, ёмкость которого определяется как отношение изменения накоп-

ленного в p - n -переходе заряда к обусловившему это изменение приложенному внешнему напряжению.

Различают *барьерную* (или зарядную) и *диффузионную* ёмкость p - n -перехода.

Барьерная ёмкость соответствует обратновключенному p - n -переходу, который рассматривается как обычный конденсатор, где пластинами являются границы обедненного слоя, а сам обедненный слой служит несовершенным диэлектриком с увеличенными диэлектрическими потерями:

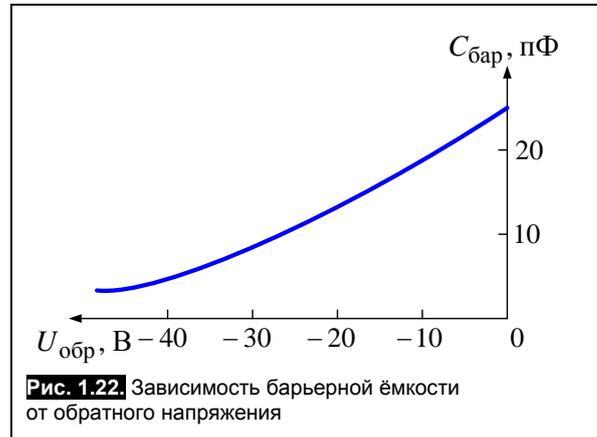
$$C_{\text{бар}} = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 S}{\delta}, \quad (1.19)$$

где ε – относительная диэлектрическая проницаемость полупроводникового материала; ε_0 – электрическая постоянная ($\varepsilon_0 \approx 8,86 \cdot 10^{-12} \frac{\text{Ф}}{\text{м}}$); S – площадь p - n -перехода; δ – ширина обеднённого слоя.

Барьерная ёмкость возрастает при увеличении площади p - n -перехода и диэлектрической проницаемости полупроводника и уменьшении ширины обеднённого слоя. В зависимости от площади перехода $C_{\text{бар}}$ может быть от единиц до сотен пикофарад.

Особенностью барьерной ёмкости является то, что она является нелинейной ёмкостью. При возрастании обратного напряжения ширина перехода увеличивается и ёмкость $C_{\text{бар}}$ уменьшается.

Характер зависимости $C_{\text{бар}} = f(U_{\text{обр}})$ показывает график на **рис. 1.22**. Как видно, под влиянием $U_{\text{проб}}$ ёмкость $C_{\text{бар}}$ изменяется в несколько раз.



Диффузионная ёмкость характеризует накопление подвижных носителей заряда в n - и p -областях при прямом напряжении на переходе. Она практически существует только при прямом напряжении, когда носители заряда диффундируют (инжектируют) в большом количестве через пониженный потенциальный барьер и, не успев рекомбинировать, накапливаются в n - и p -областях. Каждому значению прямого напряжения соответствуют определенные значения двух разноименных зарядов $+Q_{\text{диф}}$ и $-Q_{\text{диф}}$, накопленных в n - и p -областях за счет диффузии носителей через переход. Ёмкость $C_{\text{диф}}$ представляет собой отношение зарядов к разности потенциалов:

$$C_{\text{диф}} = \frac{\Delta Q_{\text{диф}}}{\Delta U_{\text{пр}}}. \quad (1.20)$$

С увеличением $U_{\text{пр}}$ прямой ток растет быстрее, чем напряжение, т.к. вольт-амперная характеристика для прямого тока имеет нелинейный вид, поэтому $Q_{\text{диф}}$ растет быстрее, чем $U_{\text{пр}}$ и $C_{\text{диф}}$ увеличивается.

Диффузионная ёмкость значительно больше барьерной, но использовать ее не удастся, т.к. она оказывается шунтированной малым прямым сопротивлением p - n -перехода. Численные оценки величины диффузионной ёмкости показывают, что ее значение доходит до нескольких единиц микрофарад.

Таким образом, p - n -переход можно использовать в качестве конденсатора переменной ёмкости, управляемого величиной и знаком приложенного напряжения.

1.7.6. Контакт «металл – полупроводник»

В современных полупроводниковых приборах помимо контактов с p - n -переходом применяются контакты «металл – полупроводник».

Контакт «металл – полупроводник» возникает в месте соприкосновения полупроводникового кристалла n - или p -типа проводимости с металлами. Происходящие при этом процессы определяются соотношением работ выхода электрона из металла A_M и из полупроводника $A_{П}$. Под *работой выхода электрона* пони-

мают энергию, необходимую для переноса электрона с уровня Ферми на энергетический уровень свободного электрона. Чем меньше работа выхода, тем больше электронов может выйти из данного тела.

В результате диффузии электронов и перераспределения зарядов нарушается электрическая нейтральность прилегающих к границе раздела областей, возникает контактное электрическое поле и контактная разность потенциалов

$$\varphi_{\text{конт}} = \frac{(A_{\text{М}} - A_{\text{П}})}{q}. \quad (1.21)$$

Переходный слой, в котором существует контактное электрическое поле при контакте «металл – полупроводник», называется *переходом Шоттки*, по имени немецкого ученого В. Шоттки, который первый получил основные математические соотношения для электрических характеристик таких переходов.

Контактное электрическое поле на переходе Шоттки сосредоточено практически в полупроводнике, так как концентрация носителей заряда в металле значительно больше концентрации носителей заряда в полупроводнике. Перераспределение электронов в металле происходит в очень тонком слое, сравнимом с межатомным расстоянием.

В зависимости от типа электропроводности полупроводника и соотношения работ выхода в кристалле может возникать обеднённый, инверсный или обогащённый слой носителями электрических зарядов.

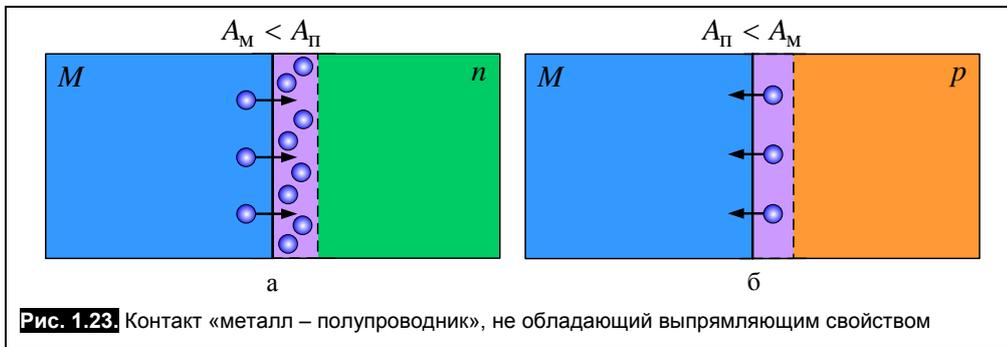


Рис. 1.23. Контакт «металл – полупроводник», не обладающий выпрямляющим свойством

1. $A_{\text{М}} < A_{\text{П}}$, полупроводник *n*-типа (рис. 1.23, а). В данном случае будет преобладать выход электронов из металла (*M*) в полупроводник, поэтому в слое полупроводника около границы раздела

накапливаются основные носители (электроны), и этот слой становится обогащенным, т.е. имеющим повышенную концентрацию электронов. Сопротивление этого слоя будет малым при любой полярности приложенного напряжения, и, следовательно, такой переход не обладает выпрямляющим свойством. Его иначе называют *невыпрямляющим переходом*.

2. $A_{\text{П}} < A_{\text{М}}$, полупроводник *p*-типа (рис. 1.23, б). В этом случае будет преобладать выход электронов из полупроводника в металл, при этом в приграничном слое также образуется область, обогащенная основными носителями заряда (дырками), имеющая малое сопротивление. Такой переход также не обладает выпрямляющим свойством.

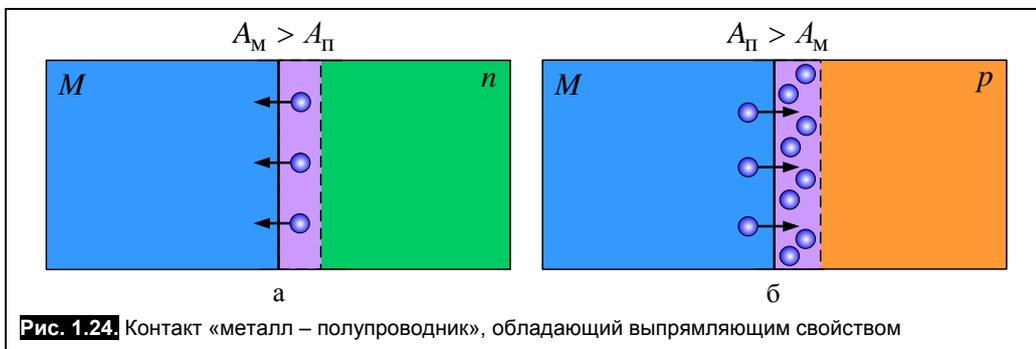


Рис. 1.24. Контакт «металл – полупроводник», обладающий выпрямляющим свойством

3. $A_{\text{М}} > A_{\text{П}}$, полупроводник *n*-типа (рис. 1.24, а). При таких условиях электроны будут переходить главным образом из полупроводника в металл и в приграничном слое

полупроводника образуется область, обедненная основными носителями заряда и имеющая большое сопротивление. Здесь создается сравнительно высокий потенциальный барьер, высота которого будет

существенно зависеть от полярности приложенного напряжения. Если $A_{\text{П}} \gg A_{\text{М}}$, то возможно образование инверсного слоя (p -типа). Такой контакт обладает выпрямляющим свойством.

4. $A_{\text{П}} > A_{\text{М}}$, полупроводник p -типа (рис. 1.24, б). Контакт, образованный при таких условиях обладает выпрямляющим свойством, как и предыдущий.

Отличительной особенностью контакта «металл – полупроводник» является то, что в отличие от обычного p - n -перехода здесь высота потенциального барьера для электронов и дырок разная. В результате такие контакты могут быть при определенных условиях неинжектирующими, т.е. при протекании прямого тока через контакт в полупроводниковую область не будут инжектироваться неосновные носители, что очень важно для высокочастотных и импульсных полупроводниковых приборов.

1.7.7. Контакт между полупроводниками одного типа проводимости

Области вблизи контакта полупроводников с одним типом проводимости, но с различной концентрацией примесей, обычно обозначают $p^+ - p$ или $n^+ - n$ -переход, причем знаком «+» обозначают полупроводник с большей концентрацией примесей. На рис. 1.25 приведен пример контакта $p^+ - p$, где обе области полупроводника обладают электропроводностью p -типа.

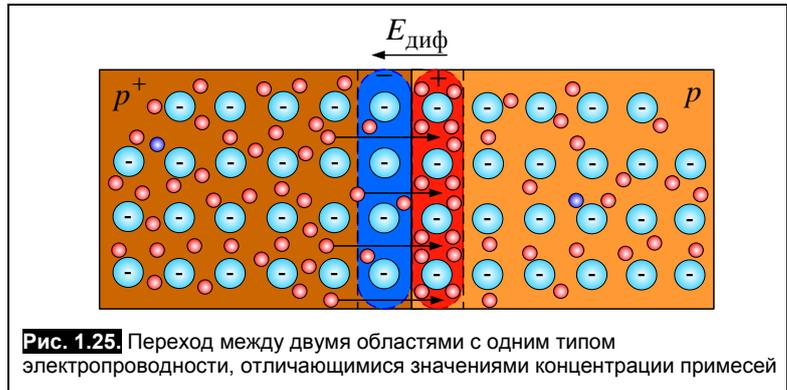


Рис. 1.25. Переход между двумя областями с одним типом электропроводности, отличающимися значениями концентрации примесей

Процессы вблизи такого контакта аналогичны происходящим в p - n -переходе, т.е. носители из области с большой концентрацией переходят в область с меньшей концентрацией, в результате чего в области p^+ возникает объемный заряд из нескомпенсированных зарядов ионов примеси, а в области p – объемный заряд из избыточных носителей – дырок, перешедших из области p^+ . Появление объемных электрических зарядов приводит к образованию диффузионного электрического поля $E_{\text{диф}}$ и контактной разности потенциалов. Но в отличие от обычных p - n -переходов здесь отсутствует запирающий слой, так как здесь не может быть области с концентрацией меньше, чем в слаболегированном полупроводнике. Поэтому такие контакты вентильным свойством не обладают, но зато в них при любой полярности приложенного напряжения не происходит инжекции из низкоомной области в высокоомную, что является важным для некоторых типов полупроводниковых приборов. Аналогичные процессы протекают в контакте $n^+ - n$.

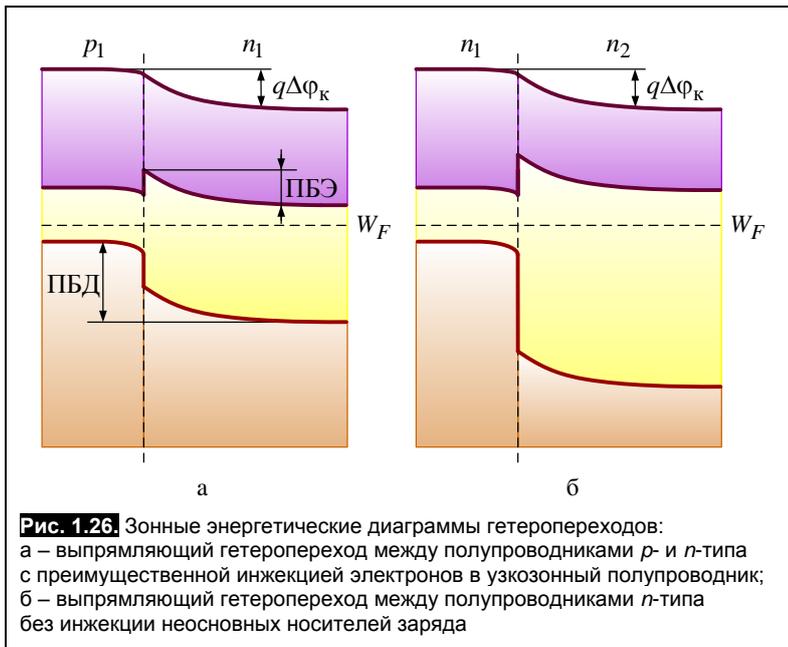
1.7.8. Гетеропереходы

Гетеропереходом называют переходный слой с существующим там диффузионным электрическим полем между двумя различными по химическому составу полупроводниками, обладающие различной шириной запрещенной зоны.

Для получения гетеропереходов хорошего качества необходимо, чтобы у материалов, образующих переход с высокой точностью, совпадали два параметра: температурный коэффициент расширения и постоянная кристаллической решетки, что ограничивает выбор материалов для гетеропереходов. В настоящее время наиболее исследованными являются пары: германий – арсенид галлия ($\text{Ge} - \text{GaAs}$), арсенид галлия – фосфид индия ($\text{GaAs} - \text{InP}$), арсенид галлия – арсенид индия ($\text{GaAs} - \text{InAs}$), германий – кремний ($\text{Ge} - \text{Si}$).

Каждый из полупроводников, образующих гетеропереход, может иметь различный тип электропроводности. Поэтому для каждой пары полупроводников, в принципе, возможно осуществить четыре типа гетероструктур: $p_1 - n_2$; $n_1 - n_2$; $n_1 - p_2$ и $p_1 - p_2$.

При образовании гетероперехода из-за разных работ выхода электронов из разных полупроводников происходит перераспределение носителей заряда в приконтактной области и выравнивание уровней Ферми в результате установления термодинамического равновесия (рис. 1.26). Остальные



энергетические уровни и зоны должны соответственно изогнуться, т.е. в гетеропереходе возникают диффузионное поле и контактная разность потенциалов. При этом энергетический потолок верхней свободной зоны должен быть непрерывным. Энергетический уровень потолка верхней свободной зоны является энергетическим уровнем потолка зоны проводимости, т.к. свободные энергетические зоны перекрывают друг друга.

Ширина энергетических зон различных полупроводников различна. Поэтому на границе раздела двух полупроводников получается обычно разрыв дна проводимости. Разрыв дна зоны проводимости определяется различием энергий сродства к электрону двух контактирующих полупроводников (энергия сродства к электрону – разница энергий потолка верхней свободной зоны и дна проводимости).

В результате разрывов дна зоны проводимости и потолка валентной зоны высота потенциальных барьеров для электронов и дырок в гетеропереходе оказывается различной. Это является особенностью гетеропереходов, обуславливающей специфические свойства гетеропереходов в отличие p - n -переходов, которые формируются в монокристалле одного полупроводника.

Если вблизи границы раздела двух полупроводников, образующих гетеропереход, возникают обедненные основными носителями слои, то основная часть внешнего напряжения, приложенного к структуре с гетеропереходом, будет падать на обедненных слоях. Высота потенциального барьера для основных носителей заряда будет изменяться: уменьшается при полярности внешнего напряжения, противоположной полярности контактной разности потенциалов, и увеличивается при совпадении полярностей внешнего напряжения и контактной разности потенциалов. Таким образом, гетеропереходы могут обладать выпрямляющим свойством.

Из-за различия по высоте потенциальных барьеров для электронов (ПБЭ) и дырок (ПБД) прямой ток через гетеропереход связан в основном с движением носителей заряда только одного знака. Поэтому гетеропереходы могут быть как инжектирующими неосновными носителями заряда (рис. 1.26, а), так и неинжектирующими (рис. 1.26, б). Инжекция неосновных носителей заряда происходит всегда из широкозонного в узкозонный полупроводник. В гетеропереходах, образованных полупроводниками одного типа электропроводности, выпрямление происходит без инжекции неосновных носителей заряда.

1.7.9. Свойства омических переходов

Основное назначение омических переходов – электрическое соединение полупроводника с металлическими токоведущими частями полупроводникового прибора. Омических переходов в полупроводниковых приборах больше, чем выпрямляющих. Случаи производственного брака и отказов работы полупроводниковых приборов из-за низкого качества омических переходов довольно часты. При разработке полупроводниковых приборов создание совершенных омических переходов нередко требует больших усилий, чем создание выпрямляющих переходов.

Омический переход имеет меньшее отрицательное влияние на параметры и характеристики полупроводникового прибора, если выполняются следующие условия:

- если вольт-амперная характеристика омического перехода линейна, т.е. омический переход действительно является омическим;
- если отсутствует инжекция неосновных носителей заряда через омический переход в прилегающую область полупроводника и накопление неосновных носителей в омическом переходе или вблизи него;

- при минимально возможном падении напряжения на омическом переходе, т.е. при минимальном его сопротивлении.

Структура реального омического контакта в полупроводниковых приборах, в соответствии с перечисленными требованиями, имеет сложное строение и состоит из нескольких омических переходов (рис. 1.27).

Для уменьшения вероятности накопления неосновных носителей заряда около омического перехода между металлом и полупроводником высота потенциального барьера для неосновных носителей заряда должна быть как можно меньше. Для этого необходимо подобрать металл и полупроводник с равной или близкой работой выхода электрона: $A_M \cong A_{II}$. Так как это трудно обеспечить, то поверхностный слой полупроводника должен быть сильно легирован соответствующей примесью для обеспечения возможности туннелирования носителей заряда сквозь тонкий потенциальный барьер.

Вблизи омического перехода между полупроводниками с одним типом электропроводности, но с различной концентрацией примеси, также может происходить накопление неосновных носителей заряда. Для уменьшения влияния этого эффекта на параметры и характеристики полупроводникового прибора в поверхностный слой полупроводника вводят примеси рекомбинационных ловушек (к примеру, золото), что уменьшает время жизни носителей заряда в этой части структуры. При этом накопленные носители заряда будут быстрее рекомбинировать.

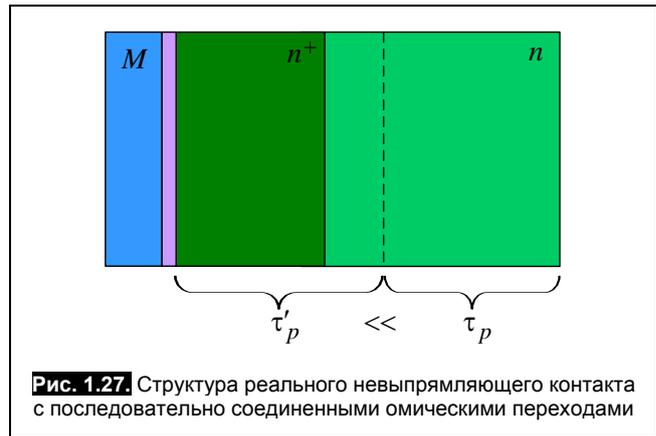


Рис. 1.27. Структура реального невыпрямляющего контакта с последовательно соединенными омическими переходами

Контрольные вопросы

1. Что такое разрешенные и запрещенные энергетические зоны?
2. Что такое уровень Ферми?
3. Как влияет концентрация примеси на положение уровня Ферми?
4. Что такое собственная электропроводность полупроводника?
5. Что такое диффузия и дрейф носителей заряда?
6. Как объяснить температурную зависимость концентрации носителей заряда в полупроводнике?
7. Что такое примесная электропроводность полупроводника?
8. Поясните механизм образования электронно-дырочного перехода.
9. Что такое инжекция и экстракция носителей заряда?
10. Как влияет внешнее напряжение на высоту потенциального барьера и ширину $p-n$ -перехода.
11. Нарисуйте вольт-амперную характеристику $p-n$ -перехода и напишите ее уравнение.
12. Объясните механизм лавинного пробоя.
13. При каких условиях в $p-n$ -переходе возможен туннельный пробой?
14. Что такое барьерная ёмкость $p-n$ -перехода?
15. Что такое диффузионная ёмкость?
16. Почему электрический переход между двумя одинаковыми полупроводниками с одним типом электропроводности, но с разной концентрацией примесей, является омическим и неинжектирующим носители заряда в высокоомную область?
17. При каких условиях контакт «металл – полупроводник» будет невыпрямляющим?
18. При каких условиях контакт «металл – полупроводник» будет выпрямляющим?
19. В чем состоят особенности гетероперехода?
20. Каким требованиям должны удовлетворять омические переходы?

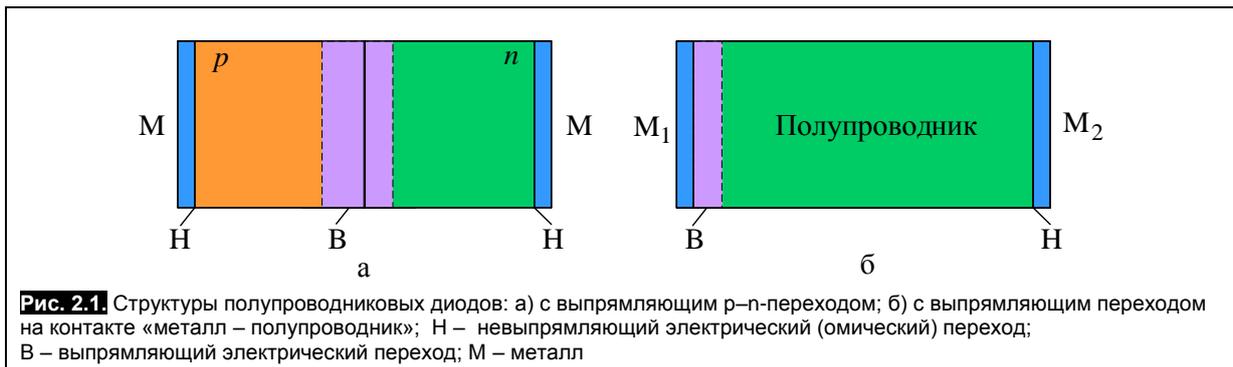
2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

2.1. Общие сведения о диодах

Полупроводниковый диод – это полупроводниковый прибор с одним выпрямляющим электрическим переходом и двумя выводами, в котором используется то или иное свойство выпрямляющего электрического перехода.

В полупроводниковых диодах выпрямляющим электрическим переходом может быть электронно-дырочный ($p-n$) переход, либо контакт «металл – полупроводник», обладающий вентильным свойством, либо гетеропереход.

В зависимости от типа перехода полупроводниковые диоды имеют следующие структуры (рис. 2.1): а) с $p-n$ -переходом или гетеропереходом, в такой структуре кроме выпрямляющего перехода, должно быть два омических перехода, через которые соединяются выводы диода; б) с выпрямляющим переходом в виде контакта «металл – полупроводник», имеющей всего один омический переход.



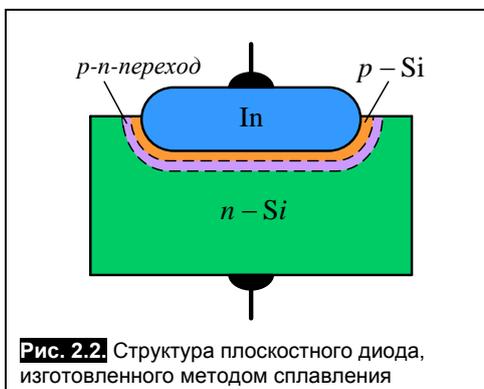
В большинстве случаев полупроводниковые диоды с $p-n$ -переходами делают несимметричными, т.е. концентрация примесей в одной из областей значительно больше, чем в другой. Поэтому количество неосновных носителей, инжектируемых из сильно легированной (низкоомной) области, называемой *эмиттером диода*, в слабо легированную (высокоомную) область, называемую *базой диода*, значительно больше, чем в противоположном направлении.

Классификация диодов производится по различным признакам: по типу полупроводникового материала – кремниевые, германиевые, из арсенида галлия; по назначению – выпрямительные, импульсные, стабилитроны, варикапы и др.; по технологии изготовления электронно-дырочного перехода – сплавные, диффузионные и др.; по типу электронно-дырочного перехода – точечные и плоскостные. Основными классификационными признаками являются тип электрического перехода и назначение диода.

В зависимости от геометрических размеров $p-n$ -перехода диоды подразделяют на плоскостные и точечные.

Плоскостными называют такие диоды, у которых размеры, определяющие площадь $p-n$ -перехода, значительно больше его ширины. У таких диодов площадь $p-n$ -перехода может составлять от долей квадратного миллиметра до десятков квадратных сантиметров.

Плоскостные диоды (рис. 2.2) изготавливают методом сплавления или методом диффузии.



Плоскостные диоды имеют сравнительно большую величину барьерной ёмкости (до десятков пикофарад), что ограничивает их предельную частоту до 10 кГц.

Промышленностью выпускаются плоскостные диоды в широком диапазоне токов (до тысяч ампер) и напряжений (до тысяч вольт), что позволяет их использовать как в установках малой мощности, так и в установках средней и большой мощности.

Точечные диоды имеют очень малую площадь $p-n$ -перехода, причем линейные размеры ее меньше толщины $p-n$ -перехода.

Точечные $p-n$ -переходы (рис. 2.3) образуются в месте контакта монокристалла полупроводника и острия металлической проволоочки – пружинки.

Для обеспечения более надежного контакта его подвергают формовке, для чего уже через собранный диод пропускают короткие импульсы тока.

В результате формовки из-за сильного местного нагрева материала острия пружинки расплавляется и диффундирует в кристалл полупроводника, образуя слой иного типа электропроводности, чем полупроводник. Между этим слоем и кристаллом возникает $p-n$ -переход полусферической формы. Благодаря малой площади $p-n$ -перехода барьерная ёмкость точечных диодов очень незначительна, что позволяет использовать их на высоких и сверхвысоких частотах.

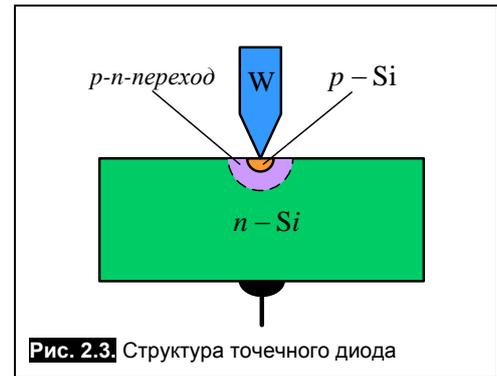


Рис. 2.3. Структура точечного диода

По аналогии с электровакuumными диодами, ту сторону диода, к которой при прямом включении подключается отрицательный полюс источника питания, называют *катодом*, а противоположную – *анодом*.

2.2. Выпрямительные диоды

Выпрямительный диод – это полупроводниковый диод, предназначенный для преобразования переменного тока в постоянный.

Выпрямительные диоды, помимо применения в источниках питания для выпрямления переменного тока в постоянный, также используются в цепях управления и коммутации, в ограничительных и развязывающих цепях, в схемах умножения напряжения и преобразователях постоянного напряжения, где не предъявляются высокие требования к частотным и временным параметрам сигналов.

Конструктивно выпрямительные диоды оформляются в металлических, пластмассовых или керамических корпусах в виде дискретных элементов (рис. 2.4, а) либо в виде диодных сборок, к примеру, диодных мостов (рис. 2.4, б) выполненных в едином корпусе.

На рис. 2.4, в приведена конструкция выпрямительного маломощного диода, изготовленного методом сплавления. В качестве полупроводникового материала использован германий. Изготовление германиевых выпрямительных диодов начинается с впаивания индия 1 в исходную полупроводниковую пластину (кристалл) германия 2 n -типа. Кристалл 2 припаяется к стальному кристаллодержателю 3. Основой конструкции является коваровый корпус 6, приваренный к кристаллодержателю. Корпус изолирован от внешнего вывода стеклянным проходным изолятором 5. Внутренний вывод 4 имеет специальный изгиб для уменьшения механических напряжений при изменении температуры. Внешняя поверхность стеклянного изолятора покрывается светонепроницаемым лаком для предотвращения попадания света внутрь прибора, для устранения генерации пар «электрон – дырка» и увеличения обратного тока $p-n$ -перехода.

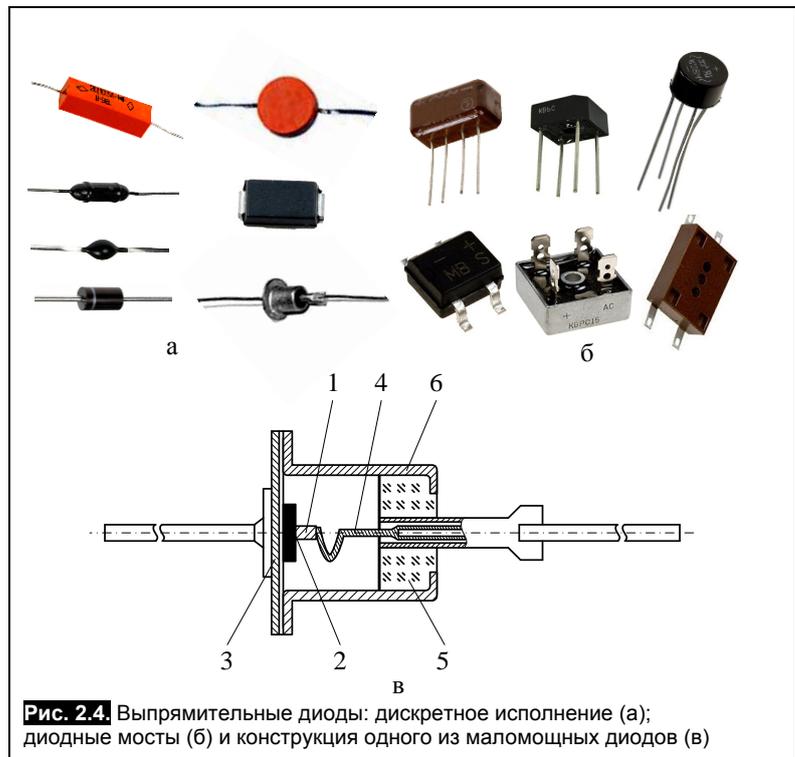


Рис. 2.4. Выпрямительные диоды: дискретное исполнение (а); диодные мосты (б) и конструкция одного из маломощных диодов (в)

Конструкция ряда маломощных кремниевых диодов практически не отличается от конструкции маломощных германиевых диодов. Кристаллы мощных выпрямительных диодов монтируются в массивном корпусе, который имеет стержень с резьбой для крепления диода на охладителе (радиаторе) (рис. 2.5), для отвода выделяющегося при работе прибора тепла.

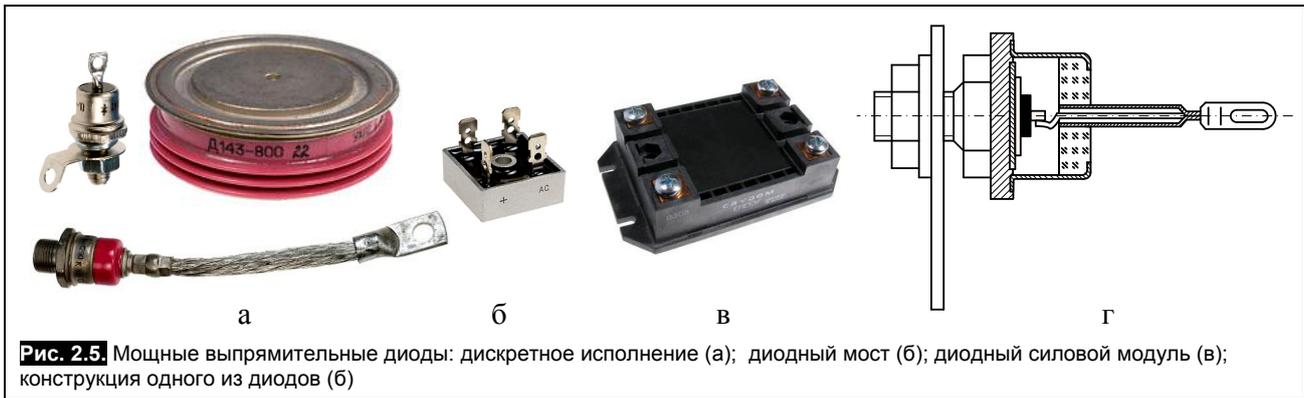


Рис. 2.5. Мощные выпрямительные диоды: дискретное исполнение (а); диодный мост (б); диодный силовой модуль (в); конструкция одного из диодов (б)

Для получения $p-n$ -переходов кремниевых выпрямительных диодов вплавляют алюминий в кристалл кремния n -типа или же сплава золота с сурьмой в кремний p -типа. Для получения переходов также используют диффузионные методы.

Выпрямительные диоды должны иметь как можно меньшую величину обратного тока, что определяется концентрацией неосновных носителей заряда или, в конечном счете, степенью очистки исходного полупроводникового материала. Типовая вольт-амперная характеристика выпрямительного диода описывается уравнением (1.16) и имеет вид, изображенный на **рис. 2.6**.

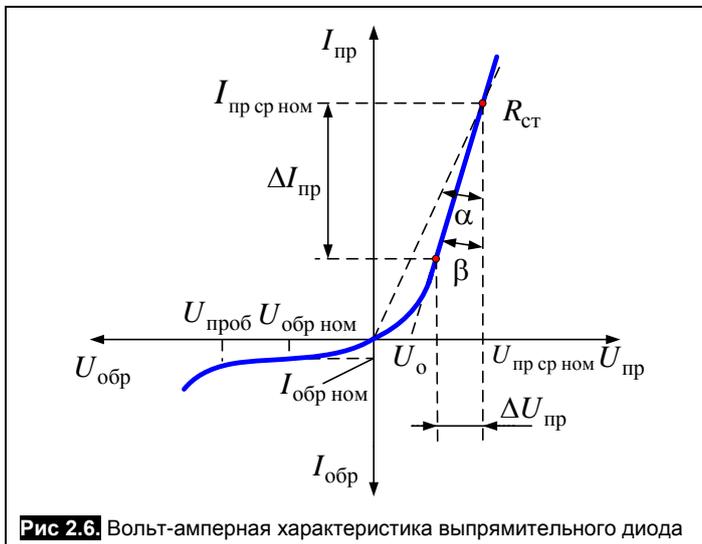


Рис. 2.6. Вольт-амперная характеристика выпрямительного диода

По вольт-амперной характеристике выпрямительного диода можно определить следующие основные параметры, влияющие на его работу:

1. **Номинальный средний прямой ток** $I_{пр\ ср\ ном}$ – среднее значение тока, проходящего через открытый диод и обеспечивающего допустимый его нагрев при номинальных условиях охлаждения.

2. **Номинальное среднее прямое напряжение** $U_{пр\ ср\ ном}$ – среднее значение прямого напряжения на диоде при протекании номинального среднего прямого тока. Этот параметр является очень важным для обеспечения параллельной работы нескольких диодов в одной электрической цепи.

3. **Напряжение отсечки** U_o , определяемое точкой пересечения линейного участка прямой ветви вольт-амперной характеристики с осью напряжений.

4. **Пробивное напряжение** $U_{проб}$ – обратное напряжение на диоде, соответствующее началу участка пробоя на вольт-амперной характеристике, когда она претерпевает излом в сторону резкого увеличения обратного тока.

5. **Номинальное обратное напряжение** $U_{обр\ ном}$ – рабочее обратное напряжение на диоде; его значение для отечественных приборов составляет $0,5U_{проб}$. Этот параметр используется для обеспечения последовательного включения нескольких диодов в одну электрическую цепь.

6. **Номинальное значение обратного тока** $I_{обр\ ном}$ – величина обратного тока диода при приложении к нему номинального обратного напряжения.

7. **Статическое сопротивление диода:**

$$R_{ст} = \frac{U_{пр}}{I_{пр}} = \operatorname{tg} \alpha, \quad (2.1)$$

где $I_{пр}$ – величина прямого тока диода; $U_{пр}$ – падение напряжения на диоде при протекании тока $I_{пр}$.

Статическое сопротивление диода представляет собой его сопротивление постоянному току.

Кроме рассмотренной системы статических параметров в работе диодов важную роль играет система динамических параметров:

1. Динамическое (дифференциальное) сопротивление $R_{\text{дин}}$:

$$R_{\text{дин}} = \frac{\Delta U_{\text{пр}}}{\Delta I_{\text{пр}}} = \text{tg}\beta, \quad (2.2)$$

где $\Delta I_{\text{пр}}$ – приращение прямого тока диода; $\Delta U_{\text{пр}}$ – приращение падения напряжения на диоде при изменении его прямого тока на $\Delta I_{\text{пр}}$.

Динамическое сопротивление играет важную роль и в рассмотрении процессов при обратном включении диода, например, в стабилитронах. Там динамическое сопротивление определяется через приращение обратного тока и обратного напряжения.

2. Скорость нарастания прямого тока $\frac{di}{dt}$. Этот параметр является очень важным при включе-

нии силовых диодов в цепи, где возможно очень быстрое нарастание прямого тока (например, в цепях, имеющих ёмкостный характер). Если ток через диод не превышает допустимого значения, но имеет очень крутой фронт нарастания, то в полупроводниковом кристалле возможно возникновение явления, называемого *шнурованием тока*, когда ток в первый момент времени из-за неоднородностей в $p-n$ -переходе сосредоточится в узкой области $p-n$ -перехода, имеющей наименьшее сопротивление, образуя так называемый «токовый шнур». Плотность тока в «шнуре» может оказаться недопустимо большой, что приведет к проплавлению полупроводниковой структуры и выходу прибора из строя. Поэтому для силовых диодов этот параметр часто нормируется в паспортных данных с указанием его предельного значения.

Для защиты силовых диодов от выхода из строя из-за большой скорости нарастания тока можно последовательно с диодом включить небольшой дроссель L (рис. 2.7, а). Наличие дросселя L в цепи приводит к затягиванию фронта нарастания тока с величины Δt до безопасной величины $\Delta t'$ (рис. 2.7, б).

3. Скорость нарастания обратного напряжения $\frac{du}{dt}$. Если фронт нарастания обратного напряжения на силовом диоде будет очень крутой (это характерно для цепей с индуктивным характером), то импульс обратного тока диода с учётом собственной ёмкости $p-n$ -перехода $C_{\text{бар}}$ будет равен:

$$i = C_{\text{бар}} \frac{dU_C}{dt}, \quad (2.3)$$

где $\frac{dU_C}{dt}$ – скорость нарастания обратного напряжения.

Даже при сравнительно небольшой величине ёмкости $C_{\text{бар}}$ импульс тока может представлять собой опасность для полупроводниковой структуры, если второй сомножитель в выражении (2.3) будет достаточно большим. Для защиты силовых диодов в этом случае их шунтируют защитной RC -цепочкой (рис. 2.8), причём ёмкость C выбирают больше величины собственной ёмкости $p-n$ -перехода. Тогда импульс обратного тока будет проходить в основном по защитной цепочке, не принося вреда самому диоду.

4. К числу динамических параметров относится и величина собственной ёмкости $p-n$ -перехода силового диода $C_{\text{бар}}$.

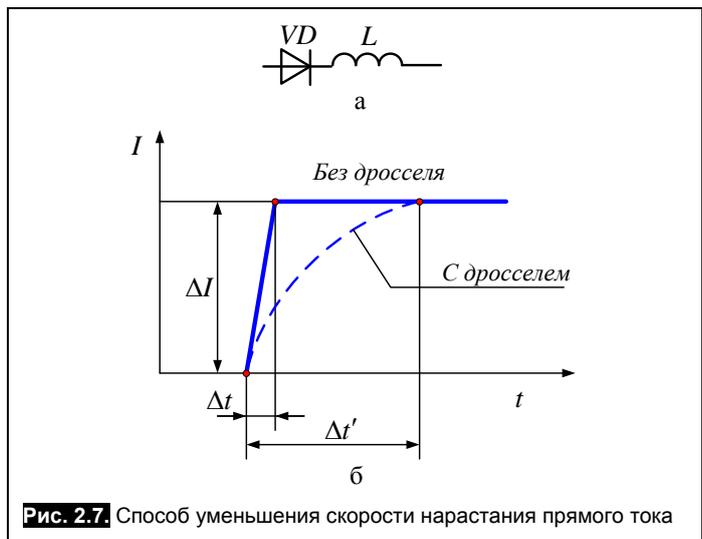


Рис. 2.7. Способ уменьшения скорости нарастания прямого тока

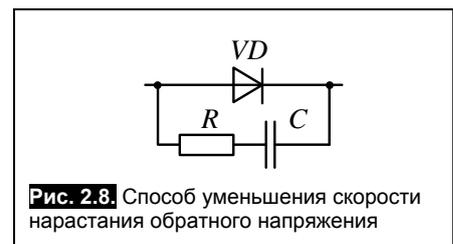


Рис. 2.8. Способ уменьшения скорости нарастания обратного напряжения

В настоящее время на практике преимущественно применяется система так называемых предельных параметров, основными из которых являются:

1. **Максимально допустимый средний прямой ток** $I_{\text{пр ср max}}$. Это максимально допустимое среднее за период значение прямого тока, длительно протекающего через прибор.

Обычно силовые диоды используются совместно с определенным типом охладителя. Это может быть либо массивная металлическая пластина, интенсивно отводящая тепло, выделяющееся в диоде при протекании тока, либо специальная конструкция радиатора, имеющего большую площадь теплоотвода, либо специальный охладитель, имеющий внутри рубашку жидкостного охлаждения, по которой циркулирует вода. Поэтому в справочных материалах приводятся значения предельных токов с учетом влияния охлаждения (скорость и расход охлаждающего воздуха или жидкости).

2. **Максимально допустимый ток перегрузки** $I_{\text{пр max}}$. Это ток диода, длительное протекание которого вызвало бы превышение максимально допустимой температуры полупроводниковой структуры, но ограниченный по времени так, что превышение этой температуры не происходит.

3. **Максимально допустимый ударный ток** $I_{\text{пр уд max}}$. Это максимально допустимая амплитуда одиночного импульса тока синусоидальной формы длительностью 10 мс при заданных условиях работы прибора, что соответствует половине периода тока частотой 50 Гц.

4. **Максимально допустимое импульсное повторяющееся напряжение** $U_{\text{обр и п max}}$. Это максимально допустимое мгновенное значение напряжения, периодически прикладываемого к диоду в обратном направлении. Повторяющееся напряжение характеризуется классом прибора, указывающим его в сотнях вольт и дающимся в паспортных данных.

5. **Неповторяющееся импульсное обратное напряжение** $U_{\text{обр и н max}}$ – максимальное допустимое мгновенное значение любого неповторяющегося напряжения, прикладываемого к диоду в обратном направлении.

6. **Максимально допустимое постоянное обратное напряжение** $U_{\text{обр max}}$ – напряжение, соответствующее началу процесса лавинообразования в приборе (напряжение пробоя).

Большинство указанных параметров обычно приводится в техническом паспорте на прибор, а более подробно информация о параметрах, характеристиках и эксплуатационных свойствах – в технических условиях на прибор.

2.2.1. Особенности вольт-амперных характеристик выпрямительных диодов

На **рис. 2.9** представлена вольт-амперная характеристика кремниевого выпрямительного диода при различной температуре окружающей среды.

Максимально допустимые прямые токи кремниевых плоскостных диодов различных типов составляют 0,1...1600 А.

Падение напряжения на диодах при этих токах обычно не превышает 1,5 В. С увеличением температуры прямое падение напряжения уменьшается, что связано с уменьшением высоты потенциального барьера $p-n$ -перехода и с перераспределением носителей заряда по энергетическим уровням.

Обратная ветвь вольт-амперной характеристики кремниевых диодов не имеет участка насыщения обратного тока, т.к. обратный ток в кремниевых диодах вызван процессом генерации носителей заряда в $p-n$ -переходе. Пробой кремниевых диодов имеет лавинный характер. Поэтому пробивное напря-

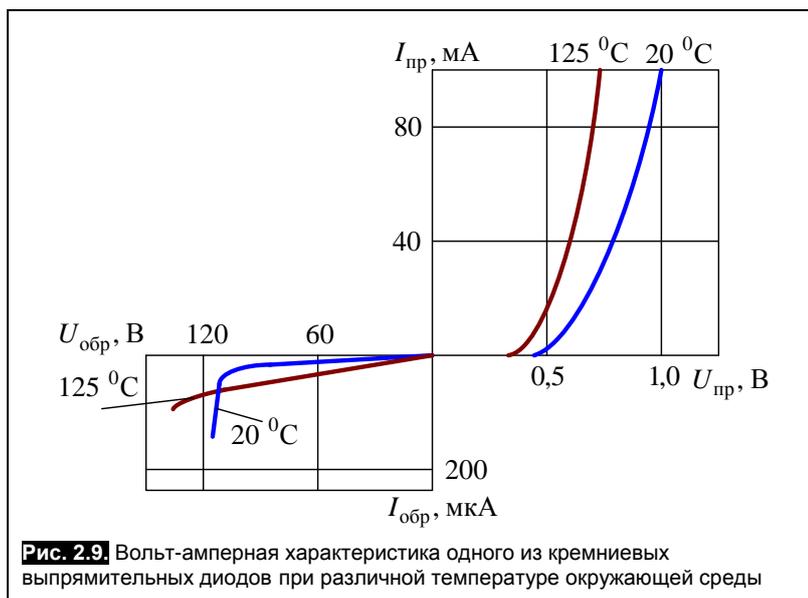


Рис. 2.9. Вольт-амперная характеристика одного из кремниевых выпрямительных диодов при различной температуре окружающей среды

жение с увеличением температуры увеличивается. Для некоторых типов кремниевых диодов при комнатной температуре пробивное напряжение может составлять 1500 ... 2000 В.

Диапазон рабочих температур для кремниевых выпрямительных диодов ограничивается значениями $-60 \dots +125$ °С. Нижний предел рабочих температур обусловлен различием температурных коэффициентов линейного расширения различных элементов конструкции диода: при низких температурах возникают механические напряжения, которые могут привести к растрескиванию кристалла. С уменьшением температуры также необходимо учитывать увеличение прямого падения напряжения на диоде, происходящее из-за увеличения высоты потенциального барьера на $p-n$ -переходе.

Верхний предел диапазона рабочих температур выпрямительных диодов определяется резким ухудшением выпрямления в связи с ростом обратного тока – сказывается тепловая генерация носителей заряда в результате ионизации атомов полупроводника. Исходя из этого верхний предел диапазона рабочих температур кремниевых выпрямительных диодов, как и большинства других полупроводниковых приборов, связан с шириной запрещенной зоны исходного полупроводникового материала.

На **рис. 2.10** представлена вольт-амперная характеристика германиевого выпрямительного диода при различной температуре окружающей среды.

Прямое напряжение на германиевом диоде при максимально допустимом прямом токе практически в два раза меньше, чем на кремниевом диоде. Это связано с меньшей высотой потенциального барьера германиевого перехода, что является достоинством, но, к сожалению, единственным.

Для германиевых диодов характерно существование обратного тока насыщения, что связано с механизмом образования обратного тока – процессом экстракции неосновных носителей заряда.

Плотность обратного тока в германиевых диодах значительно больше, т.к. при прочих равных

условиях концентрация неосновных носителей заряда в германии на несколько порядков больше, чем в кремнии. Это приводит к тому, что для германиевых диодов пробой имеет тепловой характер. Поэтому пробивное напряжение с увеличением температуры уменьшается, а значения этого напряжения меньше пробивных напряжений кремниевых диодов.

Верхний предел диапазона рабочих температур германиевых диодов составляет около 75 °С.

Существенной особенностью германиевых диодов и их недостатком является то, что они плохо выдерживают даже очень кратковременные импульсные перегрузки при обратном смещении $p-n$ -перехода. Определяется это механизмом пробоя – тепловым пробоем, происходящим при шнуровании тока с выделением большой удельной мощности в месте пробоя.

Перечисленные особенности кремниевых и германиевых выпрямительных диодов связаны с различием ширины запрещенной зоны исходных полупроводников. Из такого сопоставления видно, что выпрямительные диоды с большей шириной запрещенной зоны обладают существенными преимуществами в свойствах и параметрах. Одним из таких представителей является арсенид галлия.

В настоящее время, выпускаемые промышленностью арсенид-галлиевые выпрямительные диоды еще далеки от оптимально возможных. К примеру, диод типа АД112А имеет максимально допустимый прямой ток 300 мА при прямом напряжении 3 В. Большая величина прямого напряжения является

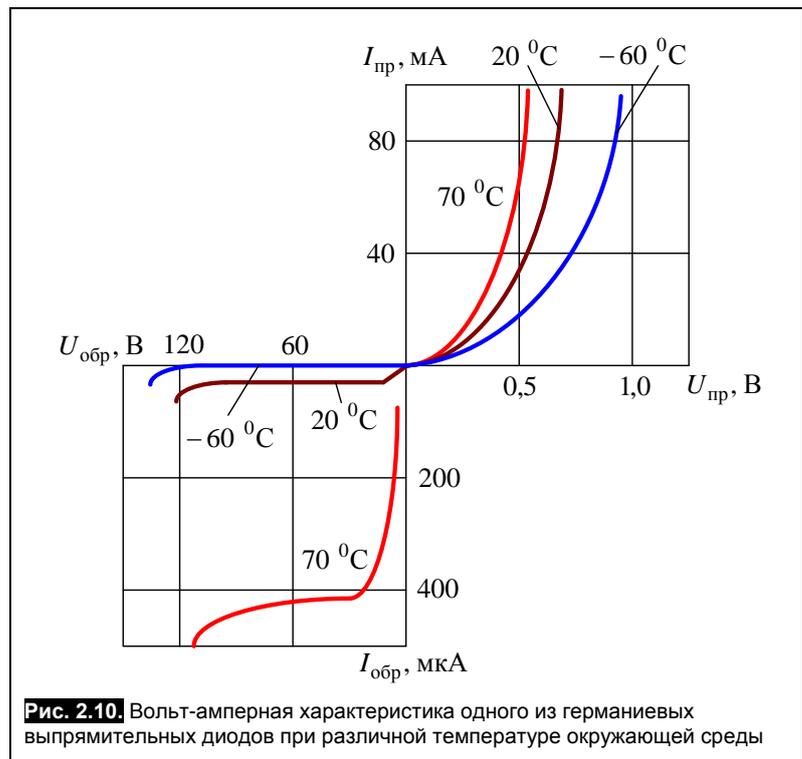


Рис. 2.10. Вольт-амперная характеристика одного из германиевых выпрямительных диодов при различной температуре окружающей среды

недостатком всех выпрямительных диодов, $p-n$ -переходы которых сформированы в материале с широкой запрещенной зоной. Максимально допустимое обратное напряжение для данного диода – 50 В. Это объясняется, вероятнее всего, тем, что в области $p-n$ -перехода имеется большая концентрация дефектов из-за несовершенства технологии.

Достоинствами арсенид-галлиевых выпрямительных диодов являются большой диапазон рабочих температур и лучшие частотные свойства. Верхний предел рабочих температур для диодов АД112А составляет 250°C . Арсенид-галлиевые диоды АД110А могут работать в выпрямителях малой мощности до частоты 1 МГц, что обеспечивается малым временем жизни носителей заряда в этом материале.

Выводы:

1. С повышением температуры обратный ток у германиевых выпрямительных диодов резко возрастает за счет роста теплового тока.
2. У кремниевых диодов тепловой ток очень мал, и поэтому они могут работать при более высоких температурах и с меньшим обратным током, чем германиевые диоды.
3. Кремниевые диоды могут работать при значительно больших обратных напряжениях, чем германиевые диоды. Максимально допустимое постоянное обратное напряжение у кремниевых диодов увеличивается с повышением температуры до максимального значения, в то время как у германиевых диодов резко падает.
4. Вследствие указанных преимуществ в настоящее время выпрямительные диоды в основном изготавливают на основе кремния.

2.3. Импульсные диоды

Импульсный диод – это полупроводниковый диод, имеющий малую длительность переходных процессов и предназначенный для применения в импульсных режимах работы.

Импульсные режимы – это такие режимы, когда диоды переключаются с прямого напряжения на обратное через короткие промежутки времени, порядка долей микросекунды, при этом важную роль играют здесь переходные процессы. Основное назначение импульсных диодов – работа в качестве коммутирующих элементов. Условия работы импульсных диодов обычно соответствуют высокому уровню инжекции, т.е. относительно большим прямым токам. Вследствие этого свойства и параметры импульсных диодов определяются переходными процессами.

Одной из первых была разработана конструкция точечного импульсного диода (рис. 2.11). Точечный диод состоит из кристалла германия, припаянного к кристаллодержателю, контактного электрода в виде тонкой проволоки и стеклянного баллона.

Особенностью точечных диодов является большое сопротивление базы, что приводит к увеличению прямого напряжения на диоде.

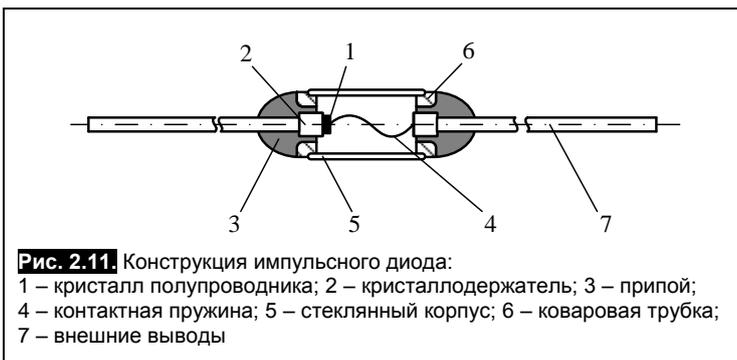
В связи с недостатками точечных диодов они практически полностью вытеснены импульсными диодами, производство которых основано на современных производственных и контролируемых методах формирования $p-n$ -переходов (планарной технологии, эпитаксиального наращивания).

Основным исходным полупроводниковым материалом при этом служит кремний, а иногда арсенид галлия.

Для ускорения переходных процессов в кремниевых импульсных диодах и для уменьшения значения времени восстановления обратного сопротивления этих диодов в исходный кремний вводят примесь золота. Эта примесь обеспечивает появление в запрещенной зоне кремния энергетических уровней рекомбинационных ловушек и уменьшение времени жизни неосновных носителей.

В настоящее время большинство конструкций имеет металлокерамический, металlostеклянный или металлический корпус с ленточными выводами.

Рассмотрим процесс переключения такого диода при воздействии на него прямоугольного импульса (рис. 2.12).



При прямом напряжении на участке $0 \dots t_1$ происходит инжекция носителей из эмиттерной области в базовую и их накопление там. При смене полярности напряжения на обратную в первый момент величина обратного тока будет значительна, а обратное сопротивление диода резко уменьшится, так как накопленные в базе неосновные носители под действием изменившегося направления напряженности электрического поля начнут двигаться в сторону $p-n$ -перехода, образуя импульс обратного тока. По мере перехода их в эмиттерную область, их количество уменьшится и через некоторое время обратный ток достигнет нормального установившегося значения, а сопротивление диода в обратном направлении восстановится до нормальной величины.

Процесс уменьшения накопленного заряда в базе называется *рассасыванием*, а время, в течение которого обратный ток изменяется от максимального значения до установившегося, называется *временем восстановления обратного сопротивления* $t_{\text{вос обр}}$.

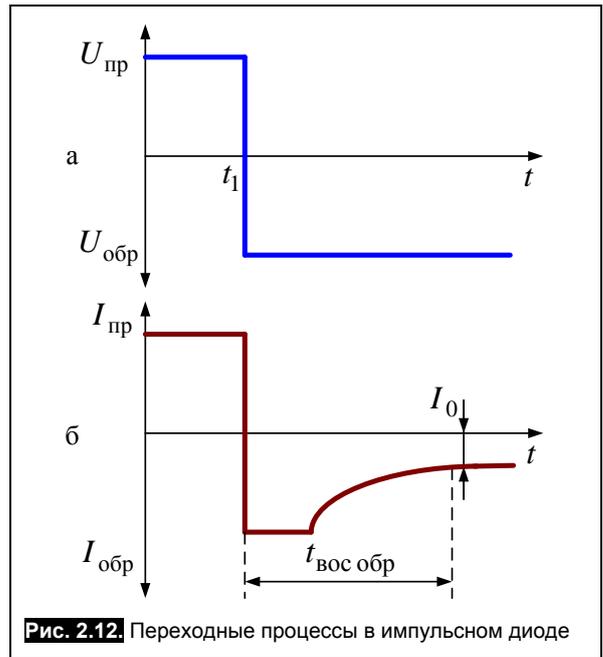


Рис. 2.12. Переходные процессы в импульсном диоде

Время восстановления обратного сопротивления – один из важнейших параметров импульсных диодов. Чем оно меньше, тем диод лучше. Для улучшения свойств импульсных диодов исходный полупроводник выбирают с малым временем жизни носителей заряда (для более интенсивного процесса рекомбинации в базе), а сам $p-n$ -переход делают с малой площадью, чтобы снизить величину барьерной ёмкости перехода $C_{\text{бар}}$.

Выводы:

1. Импульсные диоды работают в режиме электронного ключа.
2. Длительность импульсов может быть очень мала, поэтому диод должен очень быстро переходить из одного состояния в другое.
3. Основным параметром, характеризующим быстродействие импульсных диодов является время восстановления обратного сопротивления.
4. Для уменьшения $t_{\text{вос обр}}$ используют специальные меры, ускоряющие процесс рассасывания неосновных носителей заряда в базе.
5. Требованиям, предъявляемым к импульсным диодам, хорошо удовлетворяют диоды на основе барьера Шоттки, которые имеют очень малую инерционность благодаря отсутствию инжекции и накопления неосновных носителей заряда в базе.

2.4. Туннельные диоды

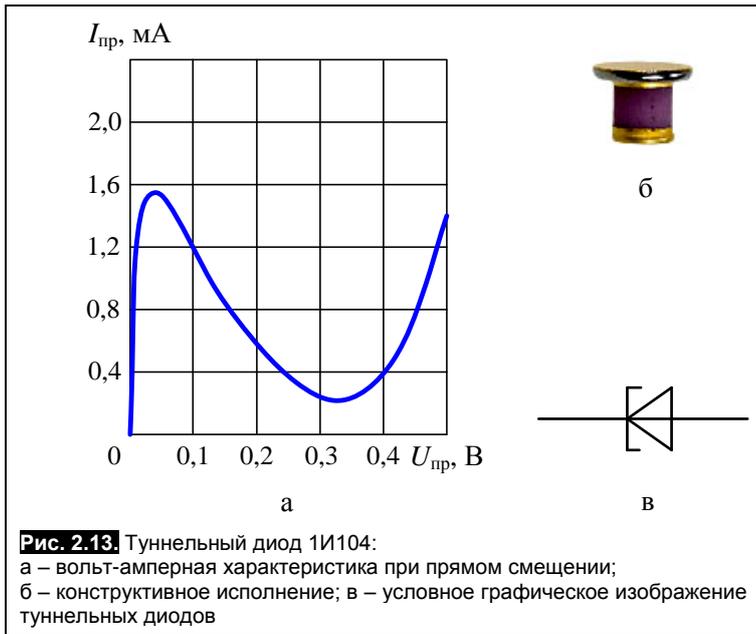
Туннельный диод – это полупроводниковый диод на основе вырожденного полупроводника, в котором туннельный эффект приводит к появлению на вольт-амперной характеристике при прямом напряжении участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением.

Для изготовления туннельных диодов используют полупроводниковый материал с очень высокой концентрацией примесей ($10^{18} \dots 10^{20} \text{ см}^{-3}$), вследствие чего получается малая толщина $p-n$ -перехода (около 10^{-2} мкм), что на два порядка меньше, чем в других полупроводниковых диодах, и сквозь тонкий потенциальный барьер возможно туннелирование свободных носителей заряда.

На **рис. 2.13** представлена вольт-амперная характеристика типичного туннельного диода при прямом смещении.

Параметрами туннельных диодов являются (**рис. 2.14, а**):

1. *Пиковый ток* $I_{\text{п}}$ – значение прямого тока в точке максимума вольт-амперной характеристики;
2. *Ток впадины* $I_{\text{в}}$ – значение прямого тока в точке минимума вольт-амперной характеристики;



3. Отношение токов $\frac{I_{\Pi}}{I_B}$ (для

туннельных диодов из GaAs отношение $\frac{I_{\Pi}}{I_B} \geq 10$, для германие-

вых $\frac{I_{\Pi}}{I_B} \approx 3 \dots 6$);

4. Напряжение пика U_{Π} – значение прямого напряжения, соответствующее пиковому току;

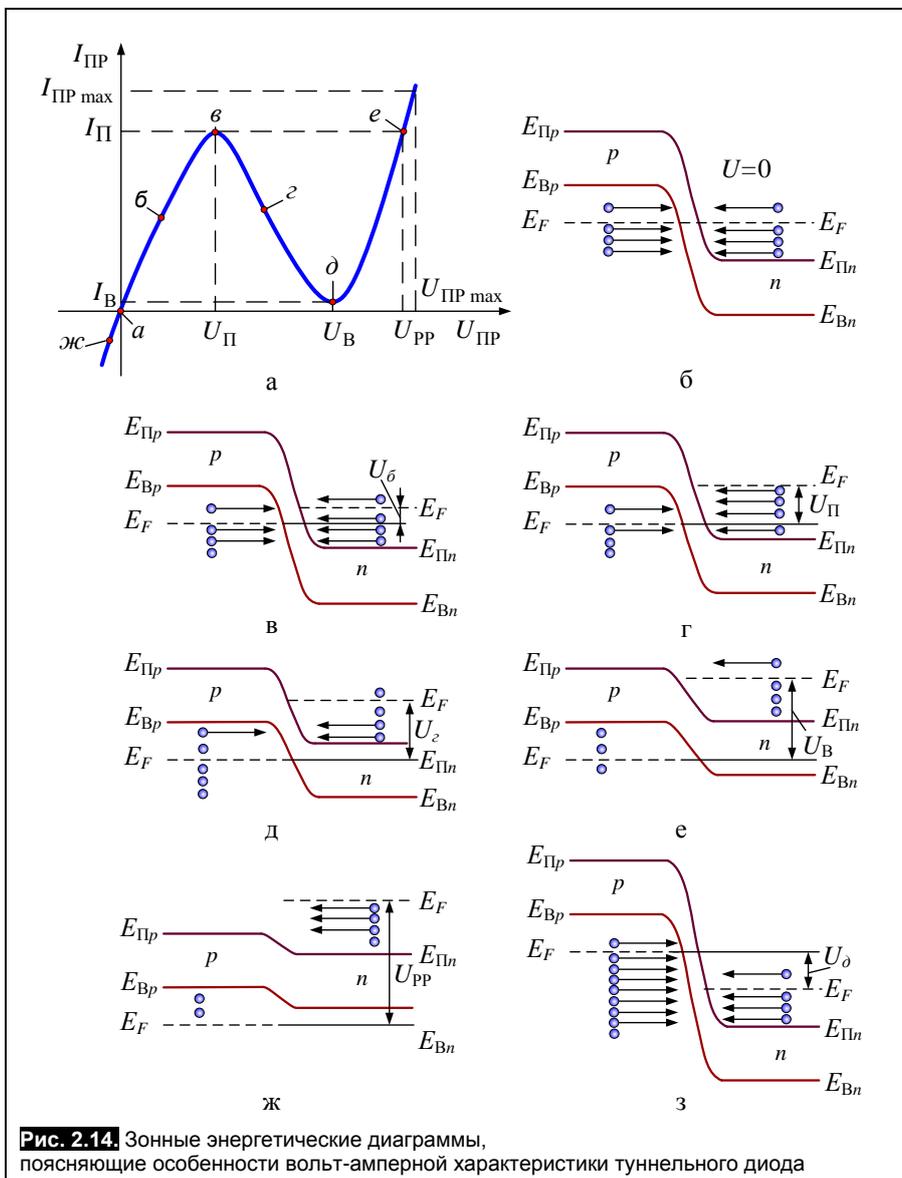
5. Напряжение впадины U_B – значение прямого напряжения, соответствующее току впадины;

6. Напряжение раствора U_{PP} – значение прямого напряжения на второй восходящей ветви, при котором ток равен пиковому току.

Работа туннельного диода иллюстрируется диаграммами, изображенными на рис. 2.14.

В равновесном состоянии системы уровень Ферми постоянен для обеих областей полупроводникового диода, поэтому другие энергетические уровни искривляются настолько сильно, что нижняя граница дна зоны проводимости области n -типа оказывается ниже верхней границы потолка валентной зоны области p -типа, и так как переход очень узкий, то носители заряда могут переходить из одной области в другую без изменения своей энергии, просачиваться сквозь потенциальный барьер, т.е. туннелировать (рис. 2.14, б).

В состоянии равновесия потоки носителей из одной области в другую одинаковы, поэтому результирующий ток равен нулю. Под воздействием внешнего поля энергетическая диаграмма изменится. При подключении прямого напряжения уровень Фер-



ми и положение энергетических зон сместится относительно равновесного состояния в сторону уменьшения потенциального барьера и при этом степень перекрытия между потолком валентной зоны материала p -типа и дном зоны проводимости материала n -типа уменьшится (рис. 2.14, в). При этом в зоне проводимости материала n -типа уровни, заполненные электронами (ниже уровня Ферми) окажутся против незаполненных уровней в валентной зоне материала p -типа, что приведет к появлению тока, обусловленного большим количеством электронов, переходящих из n -области в p -область. Максимальное значение этого тока будет тогда, когда уровень Ферми материала n -типа и потолок валентной зоны материала p -типа будут совпадать (рис. 2.14, г). При дальнейшем увеличении прямого напряжения туннельное перемещение электронов из n -области в p -область начнет убывать (рис. 2.14, д), так как количество их уменьшается по мере уменьшения степени перекрытия между дном зоны проводимости материала n -типа и потолком валентной зоны материала p -типа. В точке, где эти уровни совпадают, прямой ток p – n -перехода достигнет минимального значения (рис. 2.14, е), а затем, когда туннельные переходы электронов станут невозможны (рис. 2.14, ж), носители заряда будут преодолевать потенциальный барьер за счет диффузии и прямой ток начнет возрастать, как у обычных диодов.

При подаче на туннельный диод обратного напряжения потенциальный барьер возрастает, и энергетическая диаграмма будет иметь вид, показанный на (рис. 2.14, з). Так как количество электронов с энергией выше уровня Ферми незначительно, то обратный ток p – n -перехода в этом случае будет возрастать в основном за счет электронов, туннелирующих из p -области в n -область, причем, поскольку концентрация электронов в глубине валентной зоны p -области велика, то даже небольшое увеличение обратного напряжения и связанное с этим незначительное смещение энергетических уровней, приведет к существенному росту обратного тока.

Рассмотренные процессы позволяют сделать вывод, что туннельные диоды одинаково хорошо проводят ток при любой полярности приложенного напряжения, т.е. они не обладают вентильными свойствами. Более того, обратный ток у них во много раз больше обратного тока других диодов. Это свойство используется в другом типе полупроводникового прибора – *обращенном диоде*.

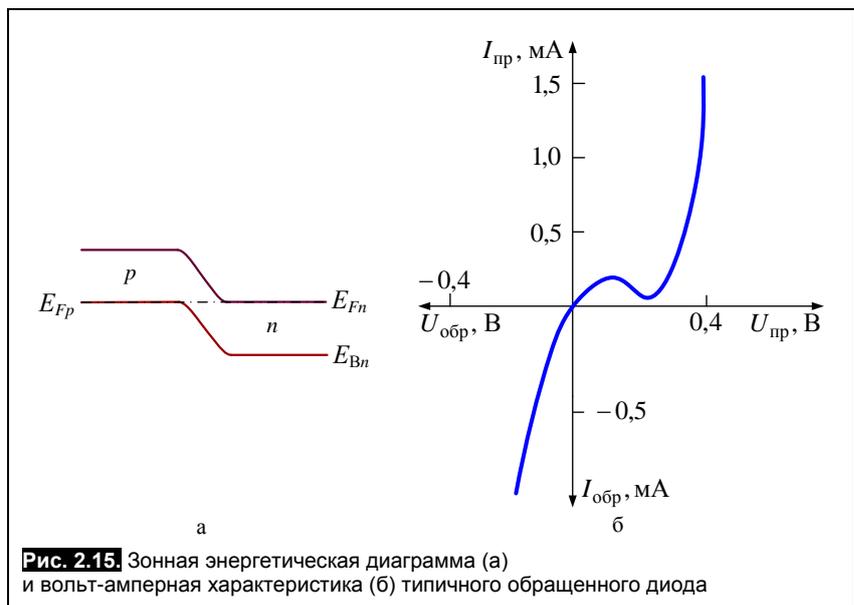
Выводы:

1. Отличительной особенностью туннельных диодов является наличие на прямой ветви вольт-амперной характеристики участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Это позволяет использовать туннельный диод в качестве усилительного элемента.
2. Туннельный эффект достигается за счет очень высокой концентрации примесей в p - и n -областях.
3. Так как возникновение туннельного тока несвязано с инжекцией носителей заряда, туннельные диоды имеют малую инерционность и вследствие этого могут применяться для усиления и генерации высокочастотных колебаний.

2.5. Обращенный диод

Обращенный диод – это разновидность туннельного диода, у которого концентрация примесей подобрана таким образом, что в уравновешенном состоянии при отсутствии внешнего напряжения потолок валентной зоны материала p -типа совпадает с дном зоны проводимости материала n -типа (рис. 2.15, а).

В этом случае туннельный эффект будет иметь место только при малых значениях обратного напряжения и вольт-амперная характеристика такого



прибора будет аналогична обратной ветви вольт-амперной характеристики туннельного диода (рис. 2.15, б). Поэтому обратные токи в обращенных диодах оказываются довольно большими при очень малых обратных напряжениях (десятки милливольт).

При прямом напряжении на $p-n$ -переходе прямой ток связан с диффузией носителей через понизившийся потенциальный барьер и вольт-амперная характеристика его аналогична прямой ветви вольт-амперной характеристики обыкновенного диода. Поэтому прямой ток образуется только в результате инжекции носителей заряда через потенциальный барьер $p-n$ -перехода, но при прямых напряжениях в несколько десятых долей вольта. При меньших напряжениях прямые токи в обращенных диодах меньше обратных.

Таким образом, этот диод оказывает малое сопротивление току, проходящему в обратном направлении и сравнительно высокое прямому току. Поэтому используются они тогда, когда необходимо выпрямлять очень слабые электрические сигналы величиной в малые доли вольта.

При этом включается он в обратном направлении, что и предопределило название такого диода.

2.6. Диоды Шоттки

Потенциальный барьер, полученный на основе контакта «металл – полупроводник», часто называют *барьером Шоттки*, а диоды, использующие такой потенциальный барьер, – *диодами Шоттки*. Как уже было рассмотрено выше, в контакте «металл – полупроводник» не происходит накопления неосновных носителей в базе из-за отсутствия инжекции неосновных носителей, вследствие чего значительно уменьшается время восстановления обратного сопротивления, что в сочетании с малой величиной барьерной ёмкости создает идеальные условия для использования таких диодов в импульсных и высокочастотных устройствах.

Диоды Шоттки изготавливаются обычно на основе кремния Si или арсенида галлия GaAs, реже на основе германия Ge. Выбор металла для контакта с полупроводником определяет многие параметры диода. В первую очередь важна величина контактной разности потенциалов, образующейся на границе контакта. Чаще всего используются металлы Ag, Au, Pt, Pd, W, которые наносятся на полупроводник и дают величину потенциального барьера 0,2...0,9 эВ.



Рис. 2.16. Условное графическое обозначение диода Шоттки

Диоды Шоттки на электрических принципиальных схемах изображают условным обозначением (рис. 2.16), которое используется только тогда, когда необходимо сделать акцент на том, что в схеме используется именно диод Шоттки.

Диоды Шоттки на электрических принципиальных схемах изображают условным обозначением (рис. 2.16), которое используется

только тогда, когда необходимо сделать акцент на том, что в схеме используется именно диод Шоттки.

2.7. Варикапы

Варикап – это полупроводниковый диод, в котором используется зависимость барьерной ёмкости $p-n$ -перехода от обратного напряжения.

Таким образом, варикап можно рассматривать как конденсатор, ёмкость которого можно регулировать при помощи электрического сигнала.

Максимальное значение ёмкости варикап имеет при нулевом обратном напряжении. При увеличении обратного напряжения ёмкость варикапа уменьшается. На рис. 2.17 показана зависимость ёмкости варикапа KB126A-5 от приложенного напряжения.

Основные параметры варикапов:

1. Номинальная ёмкость C_H – ёмкость между выводами, измеренная при заданном обратном напряжении;
2. Добротность варикапа

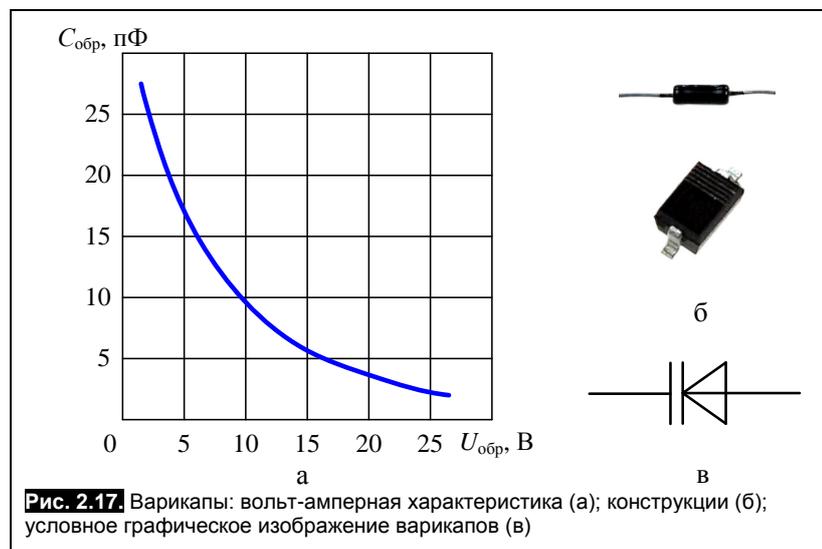


Рис. 2.17. Варикапы: вольт-амперная характеристика (а); конструкции (б); условное графическое изображение варикапов (в)

Q – отношение реактивного сопротивления варикапа на заданной частоте к сопротивлению потерь при заданной ёмкости или обратном напряжении;

3. Коэффициент перекрытия по ёмкости K_C – отношение максимальной ёмкости C_{\max} варикапа к его минимальной ёмкости C_{\min} при двух заданных значениях обратного напряжения.

4. Температурный коэффициент ёмкости α – относительное изменение ёмкости варикапа, приходящееся на один градус изменения температуры окружающей среды: $\alpha = \frac{\Delta C}{C \Delta T}$.

2.8. Стабилитроны

Стабилитронами называют полупроводниковые диоды, использующие особенность обратной ветви вольт-амперной характеристики на участке пробоя изменяться в широком диапазоне изменения токов при сравнительно небольшом отклонении напряжения. Это свойство широко используется при создании специальных устройств – стабилизаторов напряжения.

Напряжение пробоя стабилитрона зависит от ширины p - n -перехода, которая определяется удельным сопротивлением материала полупроводника. Поэтому существует определенная зависимость пробивного напряжения (т.е. напряжения стабилизации) от концентрации примесей.

Низковольтные стабилитроны выполняют на основе сильно легированного кремния. Ширина p -перехода в этом случае получается очень маленькой, а напряженность электрического поля потенциального барьера – очень большой, что создает условия для возникновения туннельного пробоя. При большой ширине p - n -перехода пробой носит лавинный характер. При напряжении стабилизации $U_{ст}$ от 3 до 6 В в p - n -переходах наблюдается практически туннельный пробой. В диапазоне от 6 до 8 В имеют место процессы как туннельного, так и лавинного пробоя, а в пределах 8...200 В – только лавинного.

Конструкции стабилитронов очень незначительно, а в некоторых случаях практически не отличаются от конструкций выпрямительных диодов (рис. 2.18).

Вольт-амперная характеристика стабилитрона представлена на рис. 2.18, б. Рабочий ток стабилитрона (его обратный ток) не должен превышать максимально допустимое значение $I_{ст\ max}$ во избежание перегрева полупроводниковой структуры и выхода его из строя.

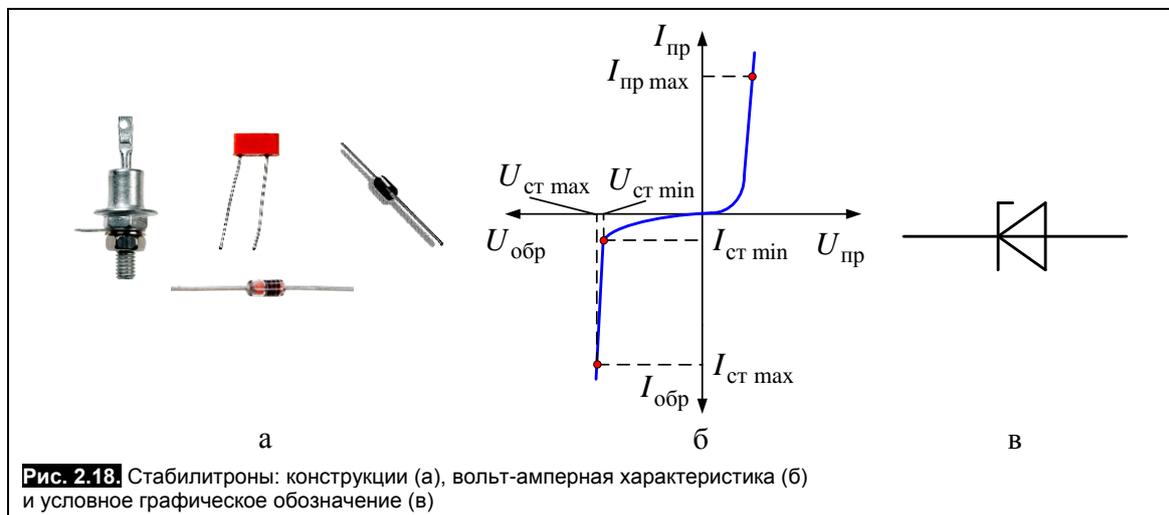


Рис. 2.18. Стабилитроны: конструкции (а), вольт-амперная характеристика (б) и условное графическое обозначение (в)

Существенной особенностью стабилитрона является зависимость его напряжения стабилизации от температуры. В сильно легированных полупроводниках вероятность туннельного пробоя с увеличением температуры возрастает. Поэтому напряжение стабилизации у таких стабилитронов при нагревании уменьшается, т.е. они имеют отрицательный температурный коэффициент напряжения стабилизации (ТКН):

$$\alpha_{ст} = \frac{1}{U_{ст}} \frac{\Delta U_{ст}}{\Delta T} \cdot 100\% , \quad (2.4)$$

который, показывает – на сколько процентов изменится напряжение стабилизации при изменении температуры прибора на 1°C .

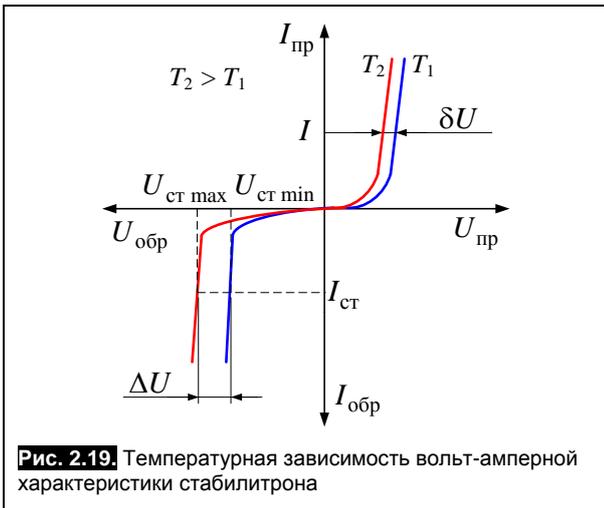


Рис. 2.19. Температурная зависимость вольт-амперной характеристики стабилитрона

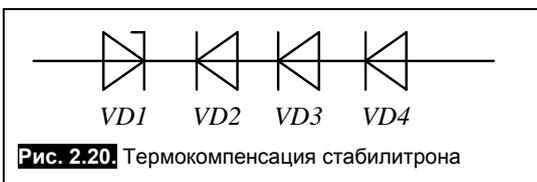


Рис. 2.20. Термокомпенсация стабилитрона

В слабо легированных полупроводниках при увеличении температуры уменьшается длина свободного пробега носителей, что приводит к увеличению порогового значения напряжения, при котором начинается лавинный пробой. Такие стабилитроны имеют положительный ТКН (**рис. 2.19**).

Для устранения этого недостатка и создания термокомпенсированных стабилитронов последовательно в цепь стабилитрона включают обычные диоды в прямом направлении. Как известно, у обычных диодов в прямом направлении падение напряжения на *p-n*-переходе при нагревании уменьшается. И если последовательно со стабилитроном (**рис. 2.20**) включить *n* диодов в прямом

направлении, где $n = \frac{\Delta U}{\delta U}$, (δU – изменение прямого падения напряжения на диоде при нагревании от T_1 до T_2), то можно почти полностью компенсировать температурную погрешность стабилитрона.

Основные параметры стабилитронов:

1. *Напряжение стабилизации* $U_{ст}$ – напряжение на стабилитроне при протекании через него тока стабилизации;
2. *Ток стабилизации* $I_{ст}$ – значение постоянного тока, протекающего через стабилитрон в режиме стабилизации;
3. *Дифференциальное сопротивление стабилитрона* $r_{ст}$ – дифференциальное сопротивление при заданном значении тока стабилизации, т.е. $\frac{\Delta U_{ст}}{\Delta I_{ст}}$;

4. *Температурный коэффициент напряжения стабилизации* $\alpha_{ст}$ – отношение относительного изменения напряжения стабилизации стабилитрона к абсолютному изменению температуры окружающей среды при постоянном значении тока стабилизации: $\alpha_{ст} = \frac{1}{U_{ст}} \frac{\Delta U_{ст}}{\Delta T} \cdot 100\%$;

Предельные параметры стабилитронов:

1. *Минимально допустимый ток стабилизации* $I_{ст min}$ – наименьший ток через стабилитрон, при котором напряжение стабилизации $U_{ст}$ находится в заданных пределах;
2. *Максимально допустимый ток стабилизации* $I_{ст max}$ – наибольший ток через стабилитрон, при котором напряжение стабилизации $U_{ст}$ находится в заданных пределах, а температура перехода не выше допустимой;
3. *Максимально допустимая рассеиваемая мощность* P_{max} – мощность, при которой не возникает теплового пробоя перехода.

Выводы:

1. Полупроводниковый стабилитрон – кремниевый диод, работающий при обратном напряжении в режиме электрического пробоя.
2. Необходимое напряжение стабилизации получают выбором соответствующей концентрации примеси в базе диода.

2.9. Стабисторы

Стабистор – это полупроводниковый диод, напряжение на котором в области прямого смещения слабо зависит от тока в заданном его диапазоне и который предназначен для стабилизации напряжения.

Стабилизацию постоянного напряжения можно также получить при использовании диода, включенного в прямом направлении, используя для этой цепи крутой участок прямой ветви вольт-амперной характеристики (рис. 2.21).

При изменении прямого тока в диапазоне от $I_{ст\ min}$ до $I_{ст\ max}$ падение напряжения будет изменяться в относительно небольшом диапазоне ΔU .

Кремниевые диоды, предназначенные для этой цели, называют *стабисторами*. Для изготовления стабисторов используется кремний с большой концентрацией примесей, что необходимо для получения меньшего сопротивления и меньшей температурной зависимости прямой ветви вольт-амперной характеристики.

По сравнению со стабилитронами стабисторы имеют меньшее напряжение стабилизации, определяемое прямым падением напряжения на диоде, и которое составляет примерно 0,7 В. Последовательное соединение двух или трёх стабисторов позволяет получить удвоенное или утроенное значение напряжения стабилизации. Некоторые типы стабисторов представляют собой единый прибор с последовательным соединением отдельных элементов.

Основные параметры стабисторов такие же, как у стабилитронов.

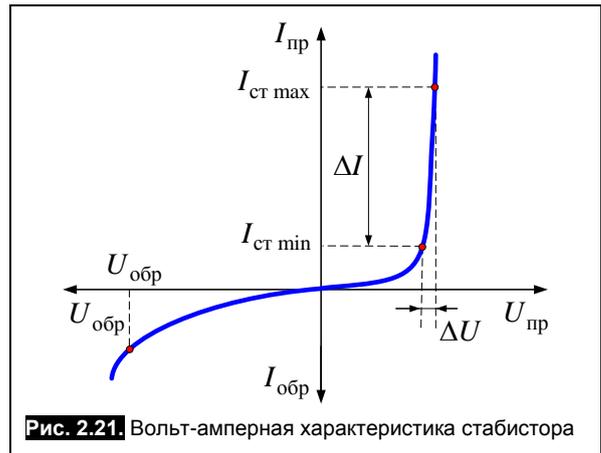


Рис. 2.21. Вольт-амперная характеристика стабистора

2.10. Применение полупроводниковых диодов

При рассмотрении вопросов применения полупроводниковых диодов ограничимся применением стабилитронов и выпрямительных диодов.

Выпрямителями называются устройства, преобразующие электрическую энергию переменного тока в энергию постоянного тока. Структурная схема выпрямителя представлена на рис. 2.22.

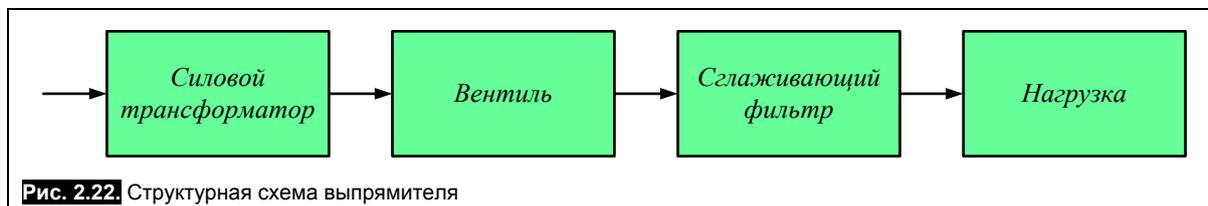


Рис. 2.22. Структурная схема выпрямителя

Силовой трансформатор – преобразует переменное питающее напряжение (необходимое напряжение, гальваническая развязка).

Вентиль – обладает односторонней проводимостью и обеспечивает преобразование переменного тока в выпрямленный (ток одного направления).

Сглаживающий фильтр – преобразует выпрямленный ток в ток близкий по форме к постоянному току.

Нагрузка – активная, активно-индуктивная, активно-емкостная, противозДС.

Выпрямительные устройства характеризуются: выходными параметрами, параметрами, характеризующими режим работы вентиля, и параметрами трансформатора. Наиболее распространенный в маломощных устройствах – полупроводниковый диод. Если в качестве вентиля используются тиристоры и транзисторы, то возможна реализация так называемого управляемого режима выпрямления (на диодах строят неуправляемые выпрямители).

Выпрямители называются *неуправляемыми*, если величина напряжения на выходе выпрямителя E_d определяется только переменным напряжением E_2 на его входе:

$$E_d = k_{сх} E_2, \quad (2.5)$$

где $k_{сх}$ – коэффициент пропорциональности, характерный для данной схемы выпрямления, называемый коэффициентом схемы выпрямления.

К *выходным параметрам выпрямителя* относятся: номинальное среднее выпрямленное напряжение $U_{н\ ср}$; номинальный средний выпрямленный ток $I_{н\ ср}$; коэффициент пульсаций выпрям-

ленного напряжения k_{Π} ; частота пульсаций выпрямленного напряжения; внутреннее сопротивление выпрямителя.

Коэффициентом пульсаций называется отношение амплитуды первой гармоники колебаний выпрямленного напряжения к среднему значению выпрямленного напряжения.

Для классификации выпрямителей используют различные признаки и особенности их конструкции: количество выпрямленных полувольт (полупериодов) напряжения, число фаз силовой сети, тип сглаживающего фильтра и т.п.

По количеству выпрямленных полувольт различают *однополупериодные* и *двухполупериодные* выпрямители. По числу фаз – *однофазные*, *двухфазные*, *трехфазные* и *шестифазные* выпрямители.

По схеме включения вентиля различают выпрямители с *параллельным*, *последовательным* и *мостовым* включением вентиля.

2.10.1. Однофазная однополупериодная схема выпрямления

Простейшей схемой выпрямителя является однофазная однополупериодная схема (рис. 2.23, а). Трансформатор T играет двойную роль: он служит для подачи на вход выпрямителя ЭДС e_2 , соответствующей заданной величине выпрямленного напряжения E_d , и обеспечивает гальваническую развязку цепи нагрузки и питающей сети. Параметры, относящиеся к цепи постоянного тока, то есть к выходной цепи выпрямителя, принято обозначать с индексом d (от английского слова *direct* – прямой): R_d – сопротивление нагрузки; u_d – мгновенное значение выпрямленного напряжения; i_d – мгновенное значение выпрямленного тока.

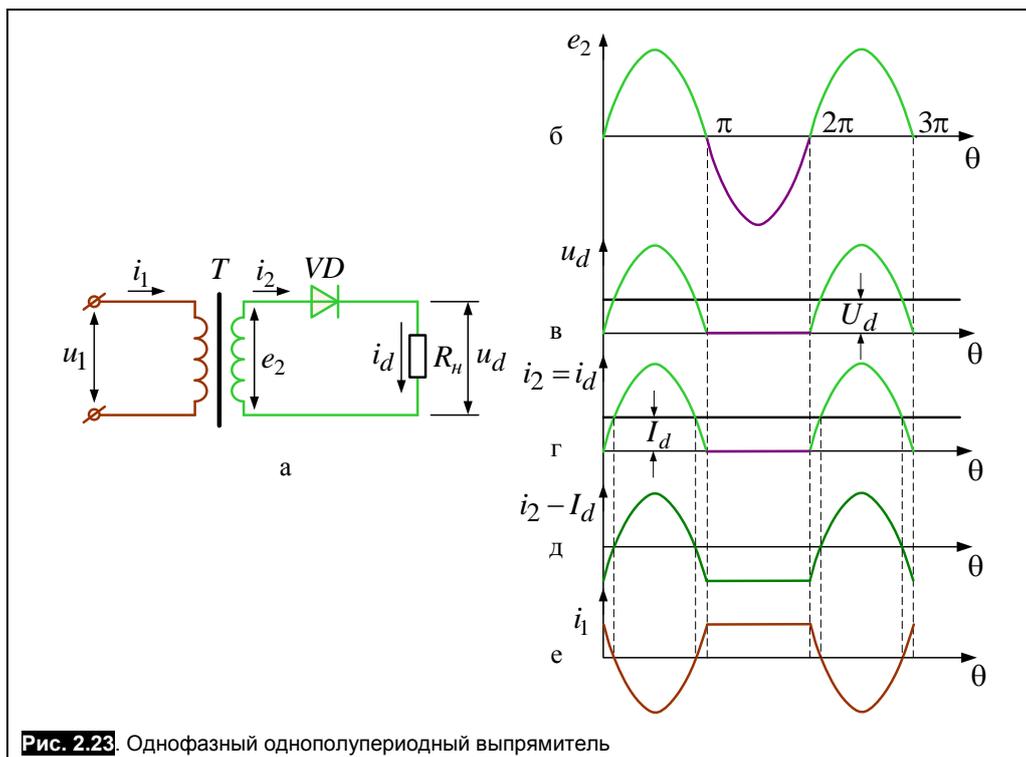


Рис. 2.23. Однофазный однополупериодный выпрямитель

Благодаря односторонней проводимости вентиля ток в цепи нагрузки будет протекать только в течение одной половины периода напряжения на вторичной обмотке трансформатора, что определяет и название этой схемы.

Соотношения между основными параметрами найдем при следующих допущениях:

- Активным и индуктивным сопротивлением обмоток трансформатора пренебрегаем.
- Нагрузка имеет чисто активный характер.
- Вентиль VD идеальный.
- Током намагничивания трансформатора пренебрегаем.
- ЭДС обмотки трансформатора синусоидальна: $e_2 = \sqrt{2}E_2 \sin \theta$, где E_2 – действующее значение ЭДС; $\theta = \omega t$; $\omega = 2\pi f$.

На интервале $0 \dots \pi$ ЭДС e_2 будет иметь полярность, прямую по отношению к вентилю VD , вентиль открыт и в цепи нагрузки протекает ток.

На интервале $\pi \dots 2\pi$ ЭДС e_2 имеет противоположную полярность, вентиль VD закрыт и ток нагрузки равен нулю.

Тогда мгновенное значение выпрямленного напряжения (рис. 2.23, в):

$$u_d \Big|_{0 \dots \pi} = \sqrt{2}E_2 \sin \theta, \quad u_d \Big|_{\pi \dots 2\pi} = 0.$$

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения:

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}E_2 \sin \theta d\theta = \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi} = 0,45E_2. \quad (2.6)$$

Мгновенное значение выпрямленного тока $i_d = i_2 = \frac{i_d}{R_d}$ (рис. 2.23, г).

Постоянная составляющая выпрямленного тока $I_d = \frac{U_d}{R_d}$.

Для данной схемы выпрямления среднее значение анодного тока вентиля $I_{a \text{ ср}} = I_d$.

Максимальное значение анодного тока $i_{a \text{ max}} = \frac{\sqrt{2}E_2}{R_2} = I_d \pi$. (2.7)

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле

$$U_{\text{обр max}} = \sqrt{2}E_2 = U_d \pi. \quad (2.8)$$

Спектр выпрямленного напряжения имеет вид (разложение в ряд Фурье):

$$u_d(\theta) = \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi} + \frac{\sqrt{2}E_2}{2} \sin(\theta) - \frac{2\sqrt{2}E_2}{3\pi} \cos(2\theta) - \frac{2\sqrt{2}E_2}{15\pi} \cos(4\theta) - \dots \quad (2.9)$$

Коэффициент пульсаций, равный отношению амплитуды низшей (основной) гармоники пульсаций к среднему значению выпрямленного напряжения равен:

$$k_{\text{п}} = \frac{U_{\text{пульс max 01}}}{U_d} = \frac{\sqrt{2}E_2}{2} \div \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi} = \frac{\pi}{2} = 1,57. \quad (2.10)$$

Как видно, однополупериодная схема выпрямления имеет низкую эффективность из-за высокой пульсации выпрямленного напряжения.

Расчетная мощность трансформатора T :

$$P_{\text{расч}} = \frac{P_1 + P_2}{2}, \quad (2.11)$$

где P_1 и P_2 – расчетная мощность первичной и вторичной обмотки.

Действующее значение тока вторичной обмотки

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_2^2 d\theta} = I_d \frac{\pi}{2}. \quad (2.12)$$

Тогда $P_2 = E_2 I_2$ может быть получена подстановкой I_2 из выражения (2.12), а E_2 из выражения (2.6):

$$P_2 = \frac{U_d \pi}{\sqrt{2}} \frac{\pi I_d}{2} = 3,49 P_d, \quad (2.13)$$

где $P_d = U_d I_d$ – мощность нагрузки.

Мощность первичной обмотки трансформатора $P_1 = E_1 I_1$, где E_1 и I_1 – действующие значения ЭДС и тока первичной обмотки трансформатора; E_1 находится как $E_1 = E_2 k_{\text{тр}}$, где

$k_{\text{тр}} = \frac{w_1}{w_2}$ – коэффициент трансформации; w_1 и w_2 – число витков первичной и вторичной обмоток трансформатора.

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\theta}, \quad (2.14)$$

где i_1 – мгновенное значение первичного тока.

Из условия равенства намагничивающих сил первичной и вторичной обмоток трансформатора

$$i_1 w_1 + (i_2 - I_d) w_2 = 0. \quad (2.15)$$

Находим i_1 :

$$i_1 = -\frac{w_2}{w_1} (i_2 - I_d) = -\frac{1}{k_{\text{ТР}}} (i_2 - I_d). \quad (2.16)$$

Поскольку i_2 протекает во вторичной обмотке трансформатора только на интервале от 0 до π , а на интервале $\pi \dots 2\pi$ он равен 0, то

$$\begin{cases} i_1 \Big|_{0 \dots \pi} = \frac{I_d}{k_{\text{ТР}}} (1 - \pi \sin \theta), \\ i_1 \Big|_{\pi \dots 2\pi} = \frac{I_d}{k_{\text{ТР}}}. \end{cases} \quad (2.17)$$

Графическое изображение этой функции представлено на **рис. 2.23, е**. Оно является зеркальным отображением функции $(i_2 - I_d)$ (**рис. 2.23, д**), но масштабы их отличаются в $k_{\text{ТР}}$ раз.

Подставляя значения (2.17) в выражение (2.14), получаем действующее значение первичного тока:

$$I_1 = 1,21 \frac{I_d}{k_{\text{ТР}}}. \quad (2.18)$$

Мощность первичной обмотки трансформатора

$$P_1 = E_1 I_1 = 2,69 P_d. \quad (2.19)$$

Подставляя (2.19) и (2.13) в (2.11), получаем расчетную мощность трансформатора:

$$P_{\text{расч}} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 3,06 P_d. \quad (2.20)$$

2.10.2. Двухполупериодная схема выпрямления со средней точкой

Эта схема представляет собой два однополупериодных выпрямителя, работающих на общую нагрузку R_d и питающихся от находящихся в противофазе ЭДС (**рис. 2.24, а**) e_{2a} и e_{2b} .

Для создания этих ЭДС в схеме является обязательным наличие трансформатора T с двумя полубмотками на вторичной стороне, имеющими среднюю точку.

На **рис. 2.24, б, в, г, д** представлены временные диаграммы для двухполупериодной схемы выпрямителя со средней точкой.

В случае чисто активной нагрузки и с учетом допущений (п. 2.10.1) для рассматриваемой схемы имеют место следующие основные соотношения:

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} E_2 \sin \theta d\theta = \frac{2\sqrt{2} E_2}{\pi}; & I_d &= \frac{U_d}{R_d}; & i_{\text{пр max}} &= \frac{\sqrt{2} E_2}{R_d}; \\ I_{\text{пр ср}} &= \frac{I_d}{2}; & U_{\text{обр max}} &= 2\sqrt{2} E_2; & k_{\text{П}} &= 0,66. \end{aligned} \quad (2.21)$$

Поскольку мгновенное значение первичного тока $i_1 = \frac{1}{k_{\text{ТР}}} (i_{a2} - i_{a1})$, то очевидно, что он представляет

собой синусоиду, и следовательно, $I_1 = \frac{k_{\phi}}{k_{\text{ТР}}} I_d$, где $k_{\phi} = 1,11$ – коэффициент формы для синусоиды.

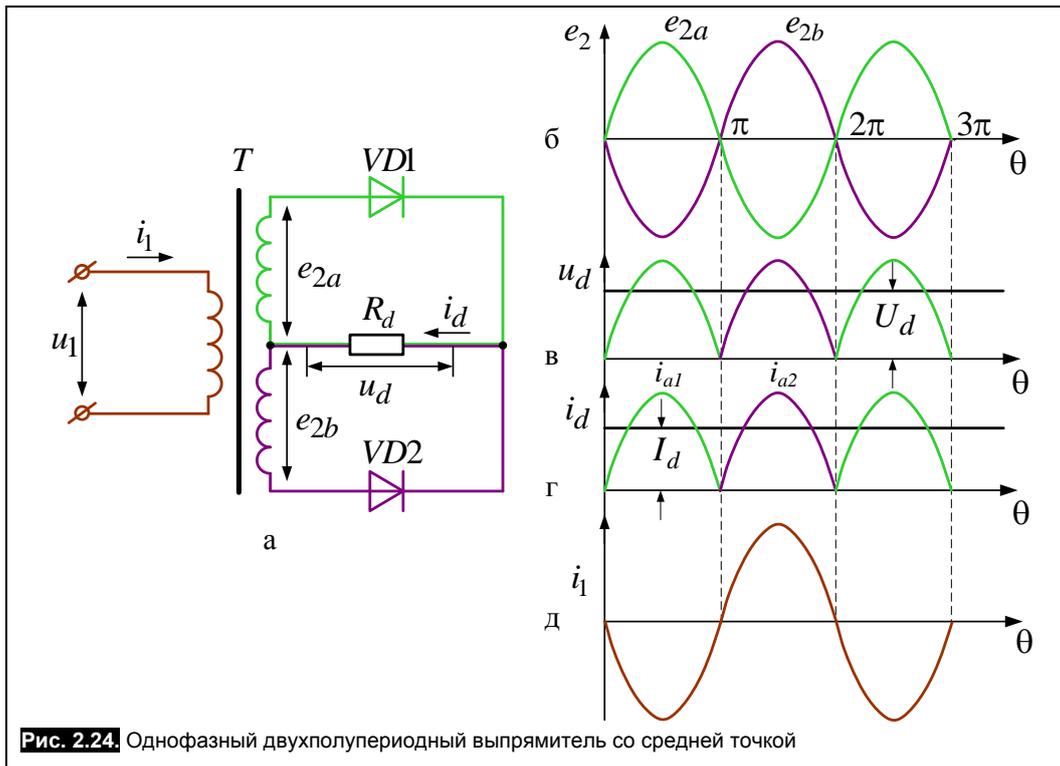


Рис. 2.24. Однофазный двухполупериодный выпрямитель со средней точкой

Мощности трансформатора

$$P_2 = 2E_2I_2 = 1,74P_d ; \quad (2.22)$$

$$P_1 = E_1I_1 = 1,23P_d ; \quad (2.23)$$

$$P_{\text{расч}} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1,48P_d . \quad (2.24)$$

2.10.3. Однофазная мостовая схема

Схема представляет собой мост из вентилей $VD1 - VD4$ (рис. 2. 25, а), в одну диагональ которого включена нагрузка, а в другую – переменное напряжение e_2 . В положительном полупериоде

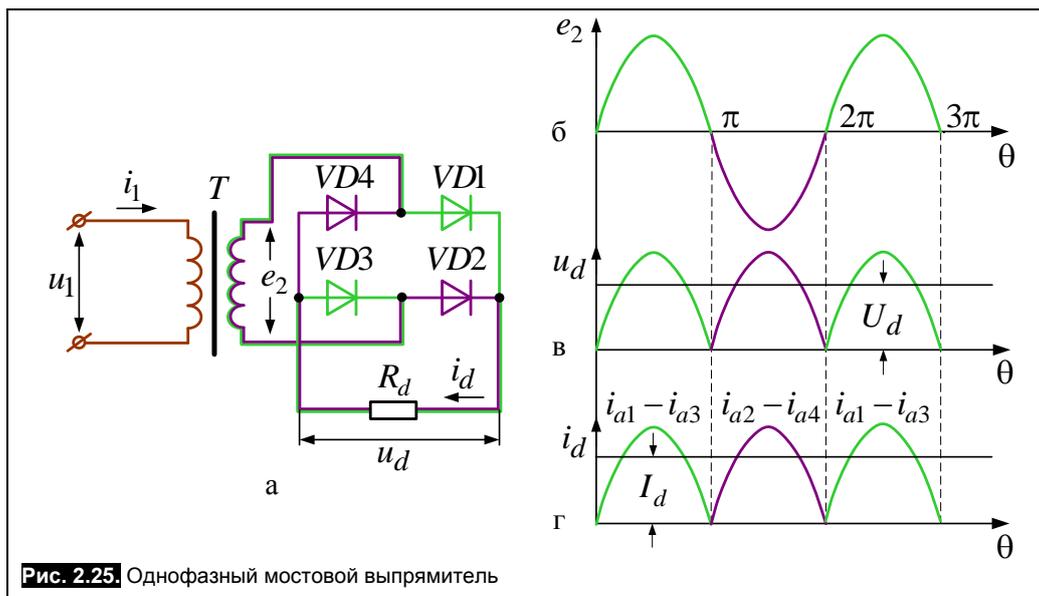


Рис. 2.25. Однофазный мостовой выпрямитель

открыты вентили $VD1 - VD3$, в отрицательном – $VD2 - VD4$. Ток в нагрузке протекает в одном и том же направлении в течение обоих полупериодов, поэтому эта схема, так же как и предыдущая, относится к двухполупериодным схемам выпрямления.

Силовой трансформатор здесь не является принципиально необходимым и нужен только для создания требуемой величины напряжения e_2 на входе выпрямителя, соответствующего заданной величине выпрямленного напряжения U_d , а также для обеспечения гальванической развязки между питающей сетью и нагрузкой выпрямителя.

На рис. 2.25, б, в, г, д представлены временные диаграммы для однофазной мостовой схемы выпрямителя.

Для этой схемы выпрямителя при условии допущений п. 2.10.1 справедливы следующие соотношения:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} E_2 \sin \theta d\theta = \frac{2\sqrt{2} E_2}{\pi} = 0,9 E_2, \quad (2.25)$$

$$I_d = \frac{U_d}{R_d}, \quad (2.26)$$

$$i_{\text{пр max}} = \frac{\sqrt{2} E_2}{R_d}, \quad (2.27)$$

$$i_{\text{пр ср}} = \frac{I_d}{2}, \quad (2.28)$$

$$U_{\text{обр max}} = \sqrt{2} E_2, \quad (2.29)$$

$$k_{\text{П}} = 0,66, \quad (2.30)$$

$$i_2 = \frac{\sqrt{2} E_2}{R_d} \sin \theta, \quad (2.31)$$

$$i_1 = \frac{1}{k_{\text{ТР}}} i_2, \quad (2.32)$$

$$P_1 = E_1 I_1 = 1,23 P_d, \quad (2.33)$$

$$P_2 = E_2 I_2 = 1,23 P_d, \quad (2.34)$$

$$P_{\text{расч}} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1,23 P_d. \quad (2.35)$$

Аналогичным образом строятся более сложные схемы многофазных выпрямителей.

2.10.5. Параметрический стабилизатор напряжения

Как уже отмечалось выше, применение стабилитронов связано с особенностью обратной ветви их вольт-амперной характеристики изменяться в большом диапазоне обратных токов при незначительном изменении напряжения на участке пробоя. Это свойство стабилитронов широко используется в устройствах, называемых *стабилизаторами напряжения*.

Таким простейшим устройством является параметрический стабилизатор постоянного напряжения (рис. 2.26). При увеличении входного напряжения $U_{\text{ВХ}}$ от нуля пропорционально возрастает напряжение на нагрузке $U_{\text{ВЫХ}}$. Когда входное напряжение достигнет напряжения пробоя стабилитрона, он открывается и в его цепи появляется ток $I_{\text{СТ}}$. Дальнейшее увеличение входного напряжения приведёт лишь к увеличению тока стабилитрона, а напряжение на нём, а следовательно, и напряжение на нагрузке $U_{\text{ВЫХ}}$ будут теперь оставаться почти неизменными, а разница между входным напряжением и выходным будет падать на балластном сопротивлении $R_{\text{Б}}$.

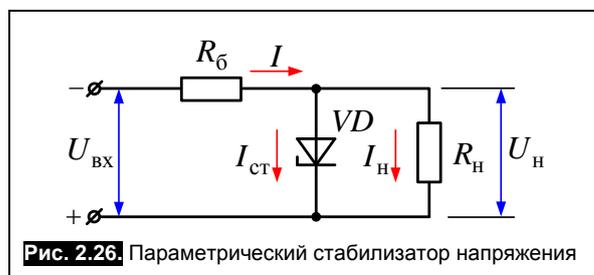


Рис. 2.26. Параметрический стабилизатор напряжения

На рис. 2.27 представлены: вольт-амперная характеристика стабилитрона (VD), вольт-амперная характеристика сопротивления нагрузки (R_H), их результирующая вольт-амперная характеристика ($R_H + VD$), вольт-амперная характеристика балластного сопротивления (R_{δ}) и, наконец, суммарная вольт-амперная характеристика всего устройства.

Поскольку максимальное значение тока стабилитрона ограничено его допустимым нагревом на уровне $I_{CT\ max}$, то максимальное значение входного напряжения ограничено величиной $U_{BX\ max}$. Минимальное значение входного напряжения, очевидно, ограничено напряжением пробоя стабилитрона $U_{проб}$. Тогда за номинальное значение входного напряжения $U_{BX\ H}$ следует принять середину участка между $U_{BX\ max}$ и $U_{ВЫХ\ min}$.

По вольт-амперной характеристике находим, соответственно, $U_{ВЫХ\ max}$ и $U_{ВЫХ\ min}$, а середина между ними соответствует $U_{ВЫХ\ H}$. Очевидно, что при отклонении входного напряжения на ΔU_{BX} , выходное напряжение изменится на значительно меньшую величину $\Delta U_{ВЫХ}$, т.е. имеет место стабилизация напряжения. Качество стабилизатора напряжения оценивается коэффициентом стабилизации k_{CT} :

$$k_{CT} = \frac{\Delta U_{BX}}{U_{BX\ H}} \cdot \frac{U_{ВЫХ\ H}}{\Delta U_{ВЫХ}} = \frac{U_{ВЫХ\ H}}{U_{BX\ H}} \cdot \frac{\Delta U_{BX}}{\Delta U_{ВЫХ}} = \lambda \frac{\Delta U_{BX}}{\Delta U_{ВЫХ}}. \quad (2.36)$$

Можно показать, что $k_{CT} \approx \lambda \frac{R_{\delta}}{R_H}$, т.е. коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора в основном определяется соотношением сопротивления балластного резистора R_{δ} и сопротивления нагрузки R_H .

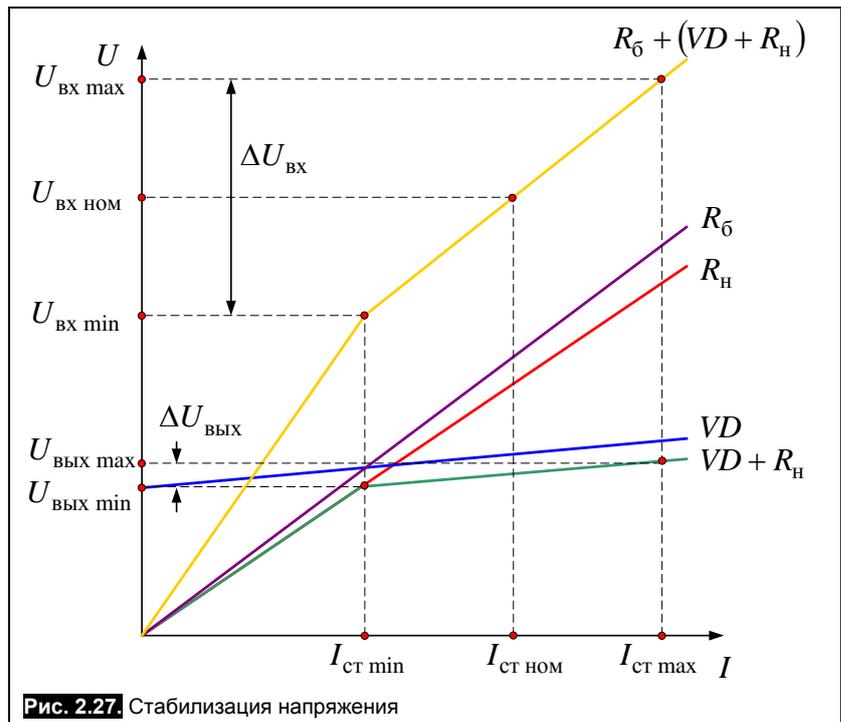


Рис. 2.27. Стабилизация напряжения

Контрольные вопросы

1. Что называется полупроводниковым диодом?
2. Какая область полупроводникового диода называется эмиттером?
3. Какая область полупроводникового диода называется базой?
4. Напишите уравнение вольт-амперной характеристики полупроводникового диода?
5. Как влияет повышение температуры на прямую ветвь вольт-амперной характеристики полупроводникового диода?
6. Перечислите и объясните отличия в свойствах и параметрах кремниевых и германиевых выпрямительных диодов.
7. Какие процессы происходят в базе диода в импульсном режиме работы?
8. Что такое стабилитрон?
9. Что такое туннельный диод?
10. Что такое обращенный диод?
11. Почему в варикапах используется только барьерная ёмкость и не используется диффузионная ёмкость?
12. Что такое выпрямитель?

13. Поясните принцип действия однофазного однополупериодного выпрямителя.
14. Поясните принцип действия однофазного двухполупериодного выпрямителя со средней точкой.
15. Поясните принцип действия однофазного мостового выпрямителя.
16. Что такое стабилизатор напряжения?

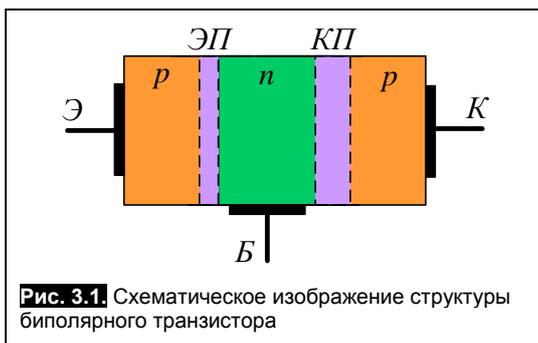
3. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

3.1. Структура и основные режимы работы

Биполярный транзистор (обычно его называют просто транзистором) – это полупроводниковый прибор с двумя или более взаимодействующими выпрямляющими электрическими переходами, предназначенный для усиления и генерирования электрических сигналов.

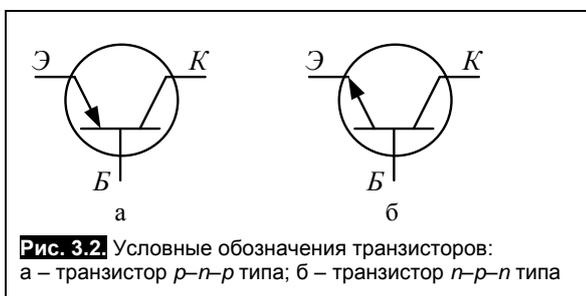
Транзистор (полупроводниковый триод) был создан американскими учеными Дж. Бардином, У. Браттейном и У. Шокли в 1948 году. Это событие имело громадное значение для полупроводниковой электроники. Транзисторы могут работать при значительно меньших напряжениях, чем ламповые триоды, и не являются простыми заменителями последних, а их можно использовать помимо усиления и генерирования сигналов переменного тока в качестве ключевых элементов. Определение «биполярный» указывает на то, что работа транзистора связана с процессами, в которых принимают участие носители заряда, как электроны, так и дырки.

Структура биполярного транзистора изображена на **рис. 3.1**. Он представляет собой монокристалл полупроводника, в котором созданы три области с чередующимися типами электропроводности. На границах этих областей возникают электронно-дырочные переходы. От каждой области полупроводника



сделаны токоотводы (омические контакты). Среднюю область транзистора, расположенную между электронно-дырочными переходами, называют базой (Б). Примыкающие к базе области обычно делают неодинаковыми. Одну из областей делают так, чтобы из неё наиболее эффективно проходила инжекция носителей заряда в базу, а другую – так, чтобы $p-n$ -переход между базой и этой областью наилучшим образом собирал инжектированные в базу носители заряда, то есть осуществлял экстракцию носителей заряда из базы.

Область транзистора, основным назначением которой является инжекция носителей заряда в базу, называют *эмиттером* (Э), а $p-n$ -переход между базой и эмиттером – *эмиттерным* (ЭП). Область транзистора, основным назначением которой является собирание, экстракция носителей заряда из базы, называют *коллектором* (К), а $p-n$ -переход между базой и коллектором – *коллекторным* (КП). В зависимости от типа электропроводности крайних слоев (эмиттера и коллектора) различают транзисторы $p-n-p$ и $n-p-n$ типа. В обоих типах транзисторов физические процессы аналогичны, они различаются только типом инжектируемых и экстрагируемых носителей и имеют одинаково широкое применение.



На принципиальных электрических схемах транзисторы изображают условными графическими обозначениями, представленными на **рис. 3.2**.

Конструктивно биполярные транзисторы оформляются в металлических, пластмассовых или керамических корпусах (**рис. 3.3, а**).

При работе транзистора к его электродам прикладываются напряжения от внешних источников питания. В зависимости от полярности напряжений, приложенных к электродам транзистора, каждый из $p-n$ -переходов может быть смещен в прямом или в обратном направлении, исходя из этого, возможны четыре режима работы транзистора (табл. 3.1).

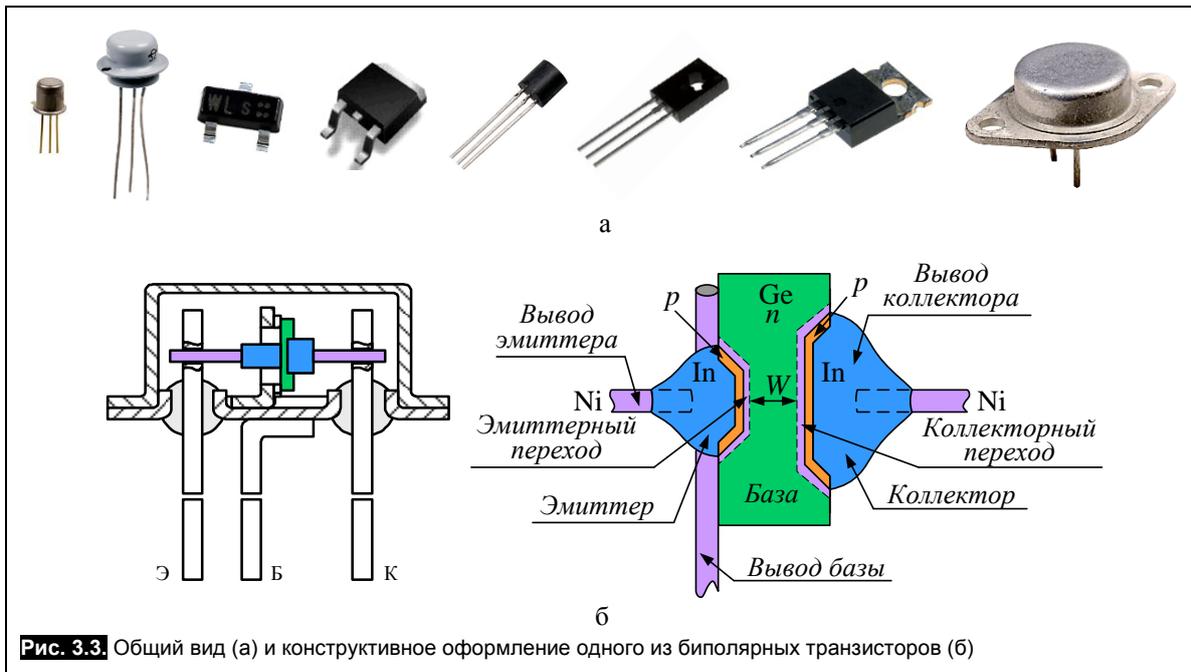


Рис. 3.3. Общий вид (а) и конструктивное оформление одного из биполярных транзисторов (б)

Таблица 3.1.

Режимы работы биполярного транзистора

Эмиттерный переход	Коллекторный переход	Режим работы транзистора
прямое	обратное	активный (усилительный)
прямое	прямое	насыщения
обратное	обратное	отсечки
обратное	прямое	инверсный

Если на эмиттерном переходе напряжение прямое, и он инжектирует носители в базу, а на коллекторном переходе напряжение обратное, и он собирает носители из базы, то такое включение транзистора называют *нормальным*, а транзистор работает в *активном (усилительном) режиме*.

В *режиме насыщения* оба *p-n*-перехода включены в прямом направлении, переходы насыщены подвижными носителями заряда, их сопротивления малы.

В *режиме отсечки* оба *p-n*-перехода включены в обратном направлении. В электродах транзистора протекают тепловые токи обратновключенных переходов.

Если же на коллекторном переходе напряжение прямое, и он инжектирует носители в базу, а на эмиттерном переходе напряжение обратное, и он осуществляет экстракцию носителей из базы, то такое включение транзистора называют *инверсным*, а транзистор работает в *инверсном режиме*.

При инверсном включении транзистора необходимо учитывать следующие особенности:

1. Поскольку эмиттерный переход по площади меньше, чем коллекторный, то из того количества носителей, которые инжектируются коллекторным переходом, меньшее количество собирается эмиттерным переходом, что снижает величину тока этого перехода.
2. Это приводит к изменению заряда носителей в базе и, следовательно, к изменению барьерной ёмкости переходов, т.е. к изменению частотных свойств транзистора.
3. При меньшей площади эмиттерного перехода необходимо снижать величину его тока, чтобы оставить прежней температуру нагрева полупроводниковой структуры.

3.2. Физические процессы в биполярном транзисторе

Физические процессы в биполярном транзисторе при усилении электрических сигналов рассмотрим на примере **рис. 3.4**. К транзистору подключают два источника ЭДС: E_1 – ЭДС источника

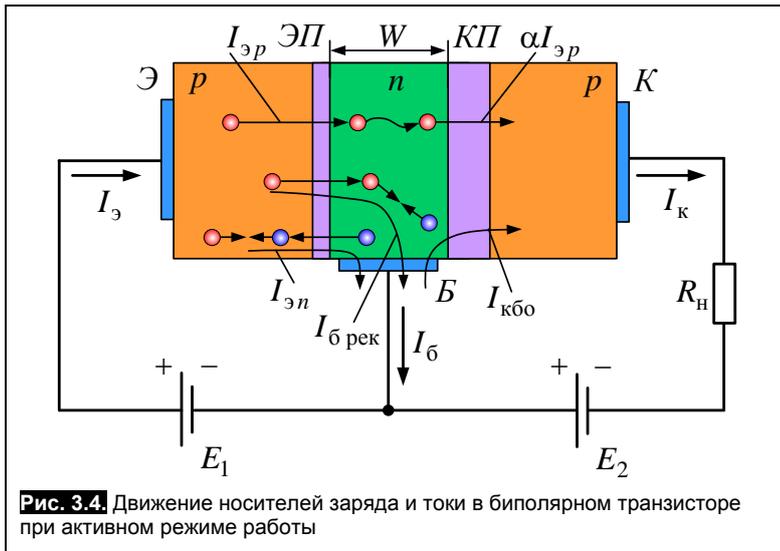


Рис. 3.4. Движение носителей заряда и токи в биполярном транзисторе при активном режиме работы

входного сигнала, и E_2 – ЭДС источника питания (мощного источника). ЭДС E_1 подключается так, чтобы эмиттерный переход был смещен в прямом направлении, а ЭДС E_2 должна смещать коллекторный переход в обратном направлении. Тогда при отсутствии тока в цепи источника входного сигнала (во входной цепи транзистора) нет тока и в цепи источника питания (в выходной цепи). Строго говоря, в выходной цепи будет протекать очень маленький ток – обратный ток закрытого коллекторного перехода $I_{кбо}$, но им ввиду его малости можно пренебречь. Если же

во входной цепи транзистора создать под действием источника E_1 какой-то ток $I_э$, то дырки, являющиеся основными носителями в p -области эмиттера будут инжектироваться в область базы, где они становятся уже неосновными носителями. Те из них, которые попадают в зону действия электрического поля коллекторного перехода, будут испытывать со стороны этого поля ускоряющее, притягивающее действие и будут переброшены через границу раздела в область коллектора (область p -типа), где дырки уже являются основными носителями. Таким образом, в цепи источника питания появится ток – ток коллектора $I_к$, который, протекая по сопротивлению нагрузки R_H , создает там падение напряжения:

$$U = I_к R_H, \quad (3.1)$$

которое является выходным сигналом усилителя и в точности повторяет все изменения входного сигнала.

Отметим, что не все носители, инжектированные из эмиттера в базу, достигают коллекторного перехода; часть из них рекомбинирует в базе по пути движения от эмиттерного перехода к коллекторному – ток $I_{б рек}$. Поэтому ток коллектора $I_к$ принципиально меньше тока эмиттера $I_э$.

Отношение этих токов характеризует коэффициент передачи по току:

$$\alpha = \frac{I_к}{I_э}. \quad (3.2)$$

Чтобы увеличить коэффициент передачи по току область базы делают тонкой, чтобы меньшее количество носителей рекомбинировало в ней, и, кроме того, площадь коллекторного перехода делают больше площади эмиттерного перехода, чтобы улучшить процесс экстракции носителей из базы. Таким образом, удастся достичь величины коэффициента передачи по току $\alpha = 0,95 \dots 0,99$ и более.

Несмотря на то, что в рассмотренной схеме усиления по току нет ($\alpha < 1$), все же коэффициент передачи по мощности может быть значительно больше единицы за счет большого усиления по напряжению. Ведь даже при малой величине коллекторного тока $I_к$ падение напряжения на сопротивлении нагрузки $I_к R_H$ может быть значительным, за счет большой величины напряжения источника питания.

Отметим, что в транзисторах $n-p-n$ -типа все описанные процессы протекают точно так же, но полярность источников E_1 и E_2 должна быть противоположной, а из эмиттера в базу будут инжектироваться электроны, и электроны же будут образовывать коллекторный ток в цепи источника E_2 .

Следует отметить, что в процессе усиления электрического сигнала в транзисторе происходит изменение ширины базового слоя W , так как под действием внешних источников E_1 и E_2 толщина $p-n$ -переходов изменяется, что в условиях малой ширины базового слоя происходит ее модуляция (данное явление получило название *эффект Эрли*). Это приводит к ряду особенностей:

1. Чем уже становится база, тем меньшее количество инжектированных носителей будет рекомбинировать в ней и, следовательно, большее количество их достигнет коллекторного перехода и

будет участвовать в образовании тока коллектора I_K . Это приведет к изменению коэффициента передачи по току α .

2. Изменение тока I_K при $I_3 = \text{const}$ приводит к зависимости I_K от E_2 , т.е. к изменению сопротивления коллекторного перехода.

3. Поскольку при этом меняется заряд носителей в базе, то это приводит к изменению ёмкости p - n -перехода.

4. Изменение ширины базового слоя приводит к изменению времени прохождения зарядами базовой области, т.е. к изменению частотных свойств транзистора.

5. Изменение ширины базы влияет на величину тока I_3 при неизменном значении E_1 .

Как крайнюю степень проявления модуляции ширины базы следует рассматривать явление, называемое *проколом базы*. Прокол базы наступает тогда, когда под действием большого значения ЭДС источника питания E_2 ширина коллекторного перехода возрастает настолько, что происходит его смыкание с эмиттерным переходом, что весьма вероятно в условиях малой толщины базовой области. При этом $\alpha = 1$, а транзистор пробивается.

Основные параметры биполярных транзисторов:

1. Коэффициенты передачи эмиттерного и базового тока:

$$h_{213} = \left. \frac{dI_K}{dI_3} \right|_{U_{кэ} = \text{const}}; \quad h_{216} = \left. \frac{dI_K}{dI_6} \right|_{U_{кб} = \text{const}}$$

2. Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода (единицы – десятки Ом)

$$r_{э \text{ диф}} = \left. \frac{dU_{эб}}{dI_6} \right|_{U_{кэ} = \text{const}}$$

3. Обратный ток коллекторного перехода при заданном обратном напряжении (единицы наноампер – десятки миллиампер)

$$I_{кб0} = I_K \left|_{I_3 = 0}; \quad U_{кб} < 0.$$

4. Объемное сопротивление базы r'_6 (десятки – сотни Ом).

5. Выходная проводимость h_{22} или дифференциальное сопротивление коллекторного перехода (доли – сотни мксм)

$$r_{к \text{ диф}} = \frac{1}{h_{223}} = \left. \frac{dU_{кб}}{dI_K} \right|_{I_6 = \text{const}}; \quad r_{к \text{ диф}} = \frac{1}{h_{226}} = \left. \frac{dU_{кб}}{dI_3} \right|_{I_6 = \text{const}}$$

6. Максимально допустимый ток коллектора $I_{K \text{ max}}$ (сотни миллиампер – десятки ампер).

7. Напряжение насыщения коллектор – эмиттер $U_{кэ \text{ нас}}$ (десятые доли – один вольт).

8. Наибольшая мощность рассеяния коллектором $P_{к \text{ max}}$ (милливатт – десятки ватт).

9. Ёмкость коллекторного перехода C_K (единицы – десятки пикофарад).

Выводы:

1. При прямом напряжении, приложенном к эмиттерному переходу, потенциальный барьер понижается, и в базу инжектируются носители заряда.

2. Инжектированные в базу неосновные носители заряда диффундируют в сторону коллекторного перехода.

3. Вследствие того, что ширина базы транзистора мала и концентрация основных носителей заряда в ней низкая, почти все инжектированные в базу неосновные носители заряда достигают коллекторного перехода и перебрасываются полем потенциального барьера в коллектор, образуя управляемый ток коллектора.

4. Небольшая часть инжектированных носителей заряда успевает рекомбинировать в базе, образуя рекомбинированную составляющую тока эмиттера, которая замыкается через цепь базы.

5. Через цепь базы замыкается также небольшая составляющая тока эмиттера, образованная диффузией неосновных носителей заряда из базы в эмиттер, и обратный ток коллекторного перехода.

3.3. Схемы включения транзистора

Как было рассмотрено на примере, для усиления электрического сигнала в цепь транзистора необходимо включить два источника – входного сигнала E_1 и питания E_2 . Поскольку транзистор имеет три вывода (эмиттер, база, коллектор), а два источника питания имеют четыре вывода, то обязательно один из выводов транзистора будет общим для обоих источников, т.е. одновременно будет принадлежать и входной цепи и выходной. По этому признаку различают три возможных схемы включения: с общей базой, с общим эмиттером и с общим коллектором.

3.3.1. Схема с общей базой

Рассмотренный выше пример построения усилителя электрических сигналов с помощью транзистора является схемой включения с общей базой. На рис. 3.5 приведена электрическая принципиальная схема включения транзистора с общей базой.

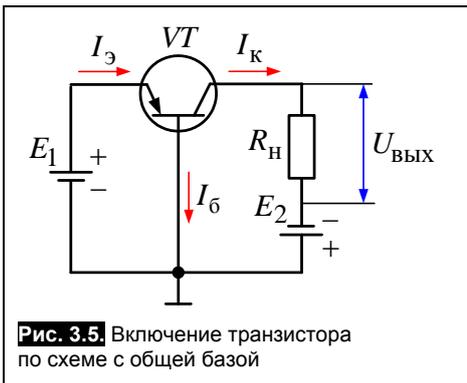


Рис. 3.5. Включение транзистора по схеме с общей базой

Основные параметры, характеризующие эту схему включения, получим следующим образом:

1. Коэффициент усиления по току:

$$k_{I\delta} = \alpha = \frac{I_K}{I_3} \approx 0,95 \div 0,99. \quad (3.3)$$

Индекс «б» в (3.3) указывает на отношение этого параметра к схеме с общей базой.

2. Входное сопротивление:

$$R_{вх\delta} = \frac{E_1}{I_3}. \quad (3.4)$$

Из (3.4) следует, что входное сопротивление транзистора, включенного в схему с общей базой, очень невелико и определяется, в основном, сопротивлением эмиттерного $p-n$ -перехода в прямом направлении. На практике оно составляет единицы – десятки Ом. Это следует отнести к недостаткам усилительного каскада, так как приводит к нагружению источника входного сигнала.

3. Коэффициент усиления по напряжению:

$$k_{U\delta} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{I_K R_H}{E_1} = \frac{I_K R_H}{I_3 R_{вх\delta}} = \alpha \frac{R_H}{R_{вх\delta}}. \quad (3.5)$$

Коэффициент усиления по напряжению может быть достаточно большим (десятки – сотни единиц), так как определяется, в основном, соотношением между сопротивлением нагрузки R_H и входным сопротивлением.

4. Коэффициент усиления по мощности:

$$k_{P\delta} = K_{I\delta} K_{U\delta} = \alpha^2 \frac{R_H}{R_{вх\delta}}. \quad (3.6)$$

Для реальных схем коэффициент усиления по мощности равняется десяткам – сотням единиц.

3.3.2. Схема с общим эмиттером

В этой схеме (рис. 3.6) по-прежнему источник входного сигнала E_1 включен в прямом направлении по отношению к эмиттерному переходу, а источник питания E_2 включен в обратном направлении по отношению к коллекторному переходу и в прямом по отношению к эмиттерному. Под действием источника входного сигнала E_1 в базовой цепи протекает ток $I_б$; происходит инжекция носителей из эмиттерной области в базовую; часть из них под действием поля коллекторного перехода перебрасывается в коллекторную область, образуя, таким образом, ток в цепи коллектора I_K , который протекает под действием источника питания E_2 через эмиттер и базу. Поэтому: $I_3 = I_б + I_K$. (3.7).

Входным током является ток базы $I_б$, а выходным – ток коллектора I_K . Выходным напряжением является падение напряжения на сопротивлении нагрузки R_H .

Основные параметры, характеризующие эту схему включения, определим из выражений:

1. Коэффициент усиления по току:

$$k_{I\varepsilon} = \beta = \frac{I_K}{I_B} = \frac{I_K}{I_3 - I_K}, \quad (3.8)$$

поделив в этом выражении числитель и знаменатель дроби на ток эмиттера I_3 , получим:

$$\beta = \frac{\frac{I_K}{I_3}}{\frac{I_3 - I_K}{I_3}} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (3.9)$$

Из (3.9) видно, что в схеме с общим эмиттером коэффициент усиления по току достаточно большой, так как α – величина, близкая к единице, и составляет десятки – сотни единиц.

2. Входное сопротивление транзистора в схеме с общим эмиттером:

$$R_{BХ\varepsilon} = \frac{E_1}{I_B} = \frac{E_1}{I_3 - I_K}, \quad (3.10)$$

поделив в этом выражении числитель и знаменатель на ток эмиттера I_3 , получим:

$$R_{BХ\varepsilon} = \frac{\frac{E_1}{I_3}}{\frac{I_3 - I_K}{I_3}} = \frac{R_{BХ\bar{\delta}}}{1 - \alpha}. \quad (3.11)$$

Отсюда следует, что $R_{BХ\varepsilon} \gg R_{BХ\bar{\delta}}$, т.е. по этому параметру схема с общим эмиттером значительно превосходит схему с общей базой. Для схемы с общим эмиттером входное сопротивление лежит в диапазоне сотни Ом – единицы кОм.

3. Коэффициент усиления по напряжению:

$$k_{U\varepsilon} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{I_K R_H}{E_1} = \frac{I_K R_H}{I_B R_{BХ\varepsilon}} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \frac{R_H}{R_{BХ\varepsilon}}. \quad (3.12)$$

Подставляя сюда $R_{BХ\varepsilon}$ из (3.10), получим:

$$k_{U\varepsilon} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \frac{R_H}{R_{BХ\varepsilon}} = \alpha \frac{R_H}{R_{BХ\bar{\delta}}}, \quad (3.13)$$

т.е. коэффициент усиления по напряжению в этой схеме точно такой же, как и в схеме с общей базой – $k_{U\varepsilon} = k_{U\bar{\delta}}$, и составляет десятки – сотни единиц.

4. Коэффициент усиления по мощности:

$$k_{P\varepsilon} = k_{I\varepsilon} k_{U\varepsilon} = \frac{\alpha^2}{1 - \alpha} \frac{R_H}{R_{BХ\bar{\delta}}}. \quad (3.14)$$

Что значительно больше, чем в схеме с общей базой (сотни – десятки тысяч единиц).



Рис. 3.6. Включение транзистора по схеме с общим эмиттером

3.3.3. Схема с общим коллектором

Исходя из принятых отличительных признаков схема включения транзистора с общим коллектором должна иметь вид (рис. 3.7, а). Однако в этом случае транзистор оказывается в инверсном включении, что нежелательно из-за ряда особенностей, отмеченных выше. Поэтому в схеме (рис. 3.7, а) просто механически меняют местами выводы эмиттера и коллектора и получают нормальное включение транзистора (рис. 3.7, б). В этой схеме сопротивление нагрузки R_H включено во входную цепь; входным током является ток базы I_B ; выходным током является ток эмиттера $I_3 = I_B + I_K$.

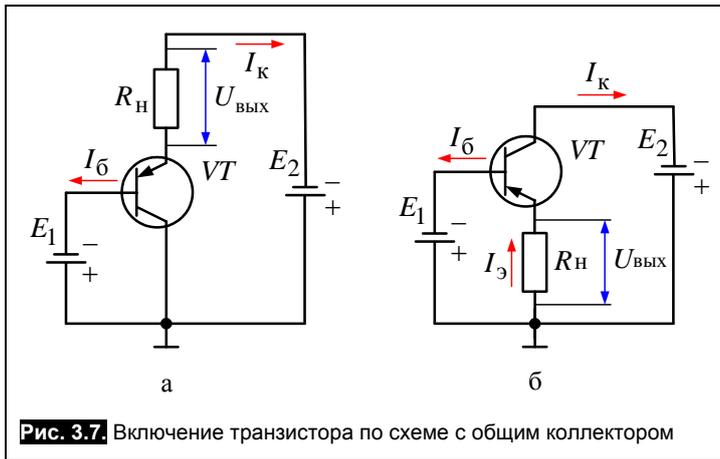


Рис. 3.7. Включение транзистора по схеме с общим коллектором

Основные параметры этой схемы следующие:

1. Коэффициент усиления по току:

$$k_{I_K} = \gamma = \frac{I_э}{I_б} = \frac{I_э}{I_э - I_к}. \quad (3.15)$$

Поделив числитель и знаменатель этой дроби на ток эмиттера $I_э$, получим:

$$\gamma = \frac{I_э}{\frac{I_э - I_к}{I_э}} = \frac{1}{1 - \alpha}, \quad (3.16)$$

т.е. коэффициент усиления по току в схеме с общим коллектором почти такой же, как в схеме с общим эмиттером:

$$\gamma \approx \beta.$$

2. Входное сопротивление:

$$R_{вх\ к} = \frac{E_1 + I_э R_H}{I_б}. \quad (3.17)$$

Преобразуя это выражение, получим:

$$R_{вх\ к} = \frac{I_э \left(\frac{E_1}{I_э} + R_H \right)}{I_э (1 - \alpha)} = \frac{R_{вх\ б} + R_H}{1 - \alpha}. \quad (3.18)$$

Из (3.18) следует, что входное сопротивление в этой схеме включения оказывается наибольшим из всех рассмотренных схем (десятки – сотни кОм).

3. Коэффициент усиления по напряжению:

$$k_{U\ к} = \frac{I_э R_H}{I_б R_{вх\ к}}. \quad (3.19)$$

Преобразуем это выражение с учетом выражений (3.16) и (3.18):

$$k_{U\ к} = \frac{R_H}{(1 - \alpha) R_{вх\ к}} = \frac{R_H}{R_{вх\ б} + R_H}. \quad (3.20)$$

Поскольку $R_{вх\ б}$ представляет собой очень малую величину, то можно считать, что $k_{U\ к} \approx 1$, т.е. усиления по напряжению в этой схеме нет.

4. Коэффициент усиления по мощности:

$$k_{P\ к} = k_{I\ к} k_{U\ к} = \frac{1}{1 - \alpha} \frac{R_H}{R_{вх\ б} + R_H}, \quad (3.21)$$

на практике он составляет десятки – сотни единиц.

Схему с общим коллектором часто называют *эмиттерным повторителем*, потому что, во-первых, нагрузка включена здесь в цепь эмиттера, а во-вторых, выходное напряжение в точности повторяет входное и по величине ($k_{U\ к} \approx 1$) и по фазе.

В табл. 3.1 приведены диапазоны значений параметров схем включения биполярного транзистора.

Таблица 3.1.

Параметры схем включения биполярного транзистора

Параметр	Схема с ОБ	Схема с ОЭ	Схема с ОК
Коэффициент усиления по току k_I	Немного меньше единицы	Десятки – сотни единиц	Десятки – сотни единиц
Коэффициент усиления по напряжению k_U	Десятки – сотни единиц	Десятки – сотни единиц	Немного меньше единицы
Коэффициент усиления по мощности k_P	Десятки – сотни единиц	Сотни – десятки тысяч единиц	Десятки – сотни единиц
Входное сопротивление $R_{ВХ}$	Единицы – десятки Ом	Сотни Ом – единицы кОм	Десятки – сотни кОм
Выходное сопротивление $R_{ВЫХ}$	Сотни кОм – единицы МОм	Единицы – десятки кОм	Сотни Ом – единицы кОм
Фазовый сдвиг между $U_{ВЫХ}$ и $U_{ВХ}$	0°	180°	0°

Выводы:

1. В отличие от схемы с общей базой схема с общим эмиттером наряду с усилением по напряжению даёт также усиление по току. Транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером, усиливает ток базы в десятки – сотни раз. Усиление по напряжению в данной схеме остается таким же, как в схеме с общей базой. Поэтому усиление по мощности в схеме с общим эмиттером значительно больше, чем в схеме с общей базой.

2. Схема с общим эмиттером имеет более приемлемые значения входного и выходного сопротивлений – входное больше, а выходное сопротивление меньше, чем в схеме с общей базой.

3. Благодаря указанным преимуществам схема с общим эмиттером находит наибольшее применение на практике.

4. Схема с общей базой хоть и имеет меньшее усиление по мощности и имеет меньшее входное сопротивление, все же ее иногда применяют на практике, т.к. она имеет лучшие температурные свойства.

5. Схема с общим коллектором дает усиление по току и по мощности, но не дает усиления по напряжению.

6. Схему с общим коллектором очень часто применяют в качестве входного каскада усиления из-за его высокого входного сопротивления и способности не нагружать источник входного сигнала, а также данная схема имеет наименьшее выходное сопротивление.

3.4. Статические характеристики биполярного транзистора

Статическими характеристиками называются зависимости между входными и выходными токами и напряжениями транзистора при отсутствии нагрузки. Каждая из схем включения транзистора характеризуется четырьмя семействами статических характеристик:

1. *Входные характеристики* – это зависимость входного тока от входного напряжения при постоянстве напряжения на выходе:

$$I_{ВХ} = f(U_{ВХ}) \Big|_{U_{ВЫХ} = \text{const}} \tag{3.22}$$

2. *Выходные характеристики* – это зависимость выходного тока от выходного напряжения при фиксированном значении входного тока:

$$I_{ВЫХ} = f(U_{ВЫХ}) \Big|_{I_{ВХ} = \text{const}} \tag{3.23}$$

3. *Характеристики обратной связи по напряжению:*

$$U_{ВХ} = f(U_{ВЫХ}) \Big|_{I_{ВХ} = \text{const}} \tag{3.24}$$

4. Характеристики передачи по току:

$$I_{\text{ВЫХ}} = f(I_{\text{ВХ}}) \Big|_{U_{\text{ВЫХ}} = \text{const}} \quad (3.25)$$

Наиболее часто на практике используют входные и выходные характеристики, которые обычно приводятся в справочной литературе и представляют собой усредненные зависимости большого числа однотипных транзисторов. Две последние характеристики применяют реже и, к тому же, они могут быть построены из входных и выходных характеристик.

3.4.1. Статические характеристики для схемы с общей базой

1. Семейство входных статических характеристик (рис. 3.8) представляет собой зависимость

$$I_3 = f(U_{36}) \Big|_{U_{кб} = \text{const}}$$

При $U_{кб} = 0$ входная характеристика представляет собой прямую ветвь вольт-амперной характеристики эмиттерного перехода. При $U_{кб} < 0$ данная характеристика смещается немного выше оси

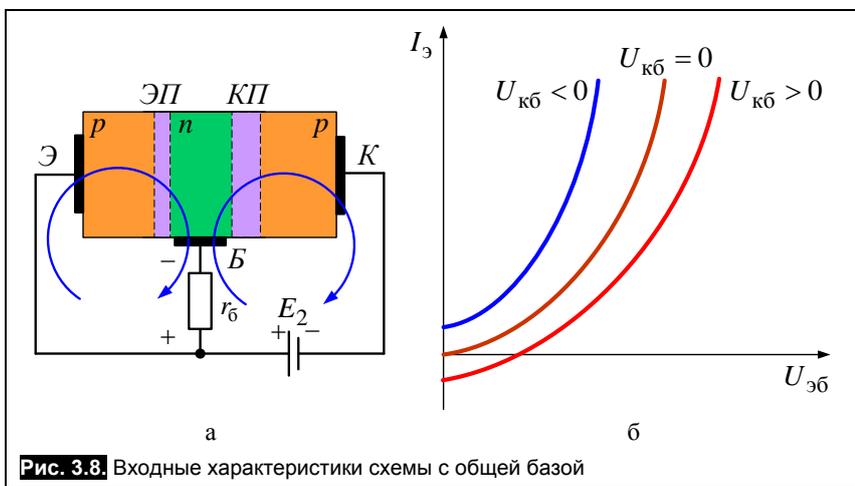


Рис. 3.8. Входные характеристики схемы с общей базой

абсцисс, т. к. при отсутствии входного сигнала ($E_1 = 0$) через запертый коллекторный переход протекает маленький обратный ток $I_{к0}$, который создает на объемном сопротивлении базовой области $r_б$ падение напряжения, приложенное к эмиттерному переходу в прямом направлении (рис. 3.8, а). Это падение напряжения и обуславливает протекание через эмиттерный переход маленького прямого тока и смещение

вверх входной характеристики (рис. 3.8, б).

При $U_{кб} > 0$ коллекторный переход смещается в прямом направлении, через него протекает прямой ток, и следовательно падение напряжения на сопротивлении базы $r_б$ изменит полярность на противоположную, что вызовет при отсутствии входного сигнала протекание через эмиттерный переход маленького обратного тока и, следовательно, смещение входной характеристики вниз (рис. 3.8, б).

2. Семейство выходных статических характеристик (рис. 3.9) представляет собой зависимость

$$I_к = f(U_{кб}) \Big|_{I_3 = \text{const}}$$

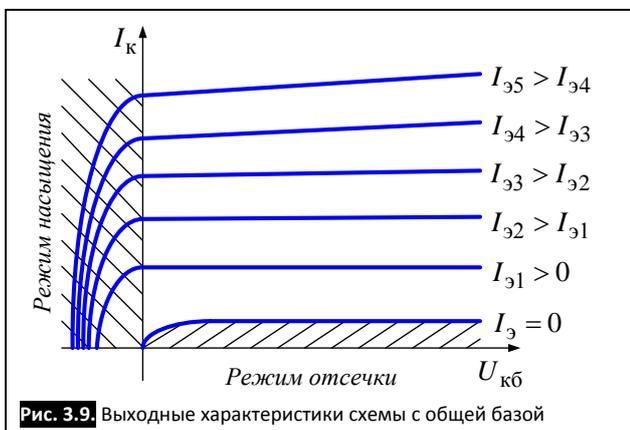


Рис. 3.9. Выходные характеристики схемы с общей базой

Если $I_3 = 0$, то выходная характеристика представляет собой обратную ветвь вольт-амперной характеристики коллекторного перехода. При $I_3 > 0$ ток в коллекторной цепи будет протекать даже при отсутствии источника коллекторного питания ($E_2 = 0$) за счет экстракции инжектированных в базу носителей полем коллекторного перехода. При увеличении напряжения $U_{кб}$ коллекторный ток практически не меняется, т. к. количество инжектированных в базу носителей не меняется ($I_3 = \text{const}$), а возрастает только скорость их перемещения через коллекторный

переход. Чем больше уровень тока I_3 , тем больше и коллекторный ток $I_к$.

При изменении полярности $U_{кб}$ на противоположную меняется и включение коллекторного перехода с обратного на прямое. Поэтому ток I_k вначале очень быстро снижается до нуля, а затем изменяет свое направление на противоположное.

3.4.2. Статические характеристики для схемы с общим эмиттером

1. Семейство входных статических характеристик представляет собой зависимость

$$I_б = f(U_{бэ}) \Big|_{U_{кэ} = \text{const}}$$

Вид этих характеристик показан на **рис. 3.10**.

При $U_{кэ} = 0$ эта характеристика представляет собой прямую ветвь вольт-амперной характеристики эмиттерного перехода. При этом коллекторный переход оказывается включенным в прямом направлении на напряжение источника E_1 (**рис. 3.11, а**).

При включении источника E_2 ($U_{кэ} < 0$) характеристика пойдет несколько ниже предыдущей, т.к. в случае $U_{бэ} = 0$ (**рис. 3.11, б**) источник E_1 отсутствует и через коллекторный переход протекает маленький обратный ток $I_{к0}$ под действием источника E_2 , направление которого в базе противоположно тому, когда включен источник E_1 .

При включении E_1 ($U_{бэ} > 0$) этот ток будет уменьшаться, т.к. в цепи его протекания E_1 и E_2 будут включены встречно, а затем он перейдет через ноль и будет возрастать в положительном направлении под действием E_1 . Однако в справочной литературе этим малым значением тока пренебрегают, и входные характеристики представляют исходящими из начала координат.

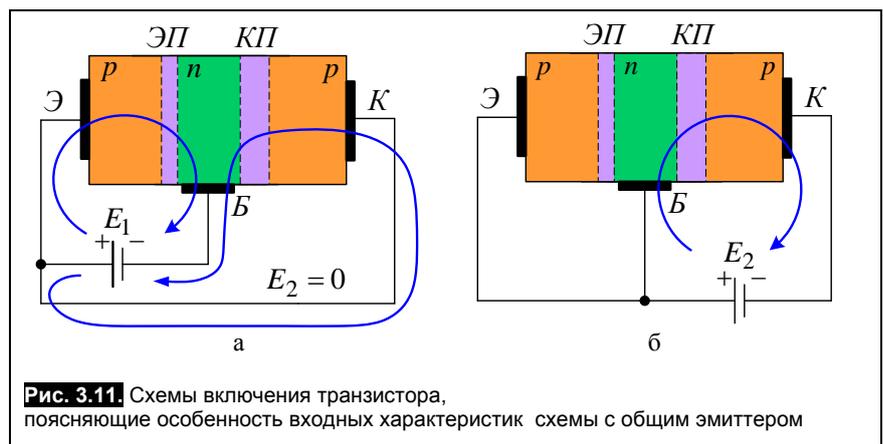


Рис. 3.11. Схемы включения транзистора, поясняющие особенность входных характеристик схемы с общим эмиттером

3. Выходные статические характеристики (**рис. 3.12**) представляют собой зависимости

$$I_k = f(U_{кэ}) \Big|_{I_б = \text{const}}$$

При $I_б = 0$ эта характеристика представляет собой обратную ветвь вольт-амперной характеристики коллекторного перехода. При $I_б > 0$ характеристики имеют большую крутизну в области малых значений $U_{кэ}$, т.к. при условии $E_2 < E_1$ (**рис. 3.11, а**), коллекторный переход включен в прямом направлении; поэтому сопротивление его незначительно и достаточно небольшого изменения напряжения на нем, чтобы ток I_k изменился значительно. Более того, при $U_{кэ} = 0$ все характеристики кроме начальной ($I_б = 0$),

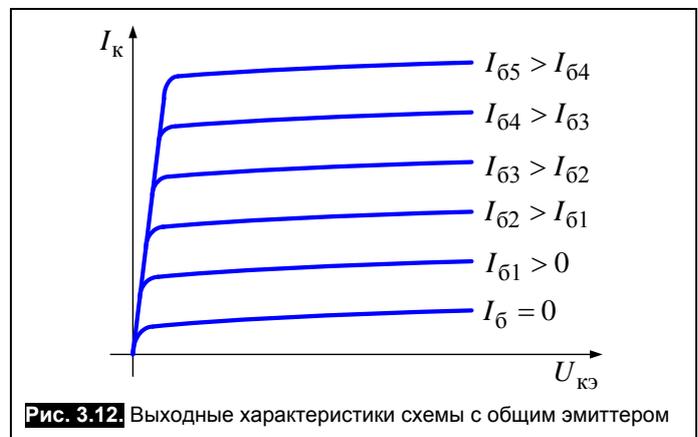


Рис. 3.12. Выходные характеристики схемы с общим эмиттером

исходят не из начала координат, а ниже (рис. 3.13), так как ток коллекторного перехода в этом случае является прямым и имеет направление противоположное по отношению к обычному току коллектора.

Но этим маленьким смещением характеристик пренебрегают и в справочниках представлены

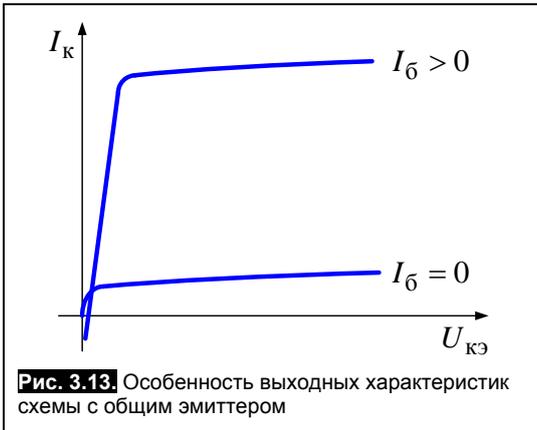


Рис. 3.13. Особенность выходных характеристик схемы с общим эмиттером

характеристики, исходящие из начала координат. При больших значениях $U_{КЭ}$ характеристики идут значительно выше, так как практически все носители, инжектированные из эмиттера в базу, принимают участие в образовании коллекторного тока и дальнейшее увеличение $U_{КЭ}$ не приводит к пропорциональному росту тока I_K . Однако небольшой наклон характеристики все же имеется, так как с увеличением $U_{КЭ}$ увеличивается ширина коллекторного перехода, а ширина базовой области, с учетом ее и без того малой величины, уменьшается. Это приводит к уменьшению числа рекомбинаций инжектированных в базу носителей и, следовательно, к увеличению количества носителей, переброшенных в область

коллектора. Кроме того, по этой же причине несколько снижается базовый ток I_B , а поскольку характеристики снимаются при условии $I_B = \text{const}$, то при этом необходимо несколько увеличивать напряжение $U_{БЭ}$, что приводит к некоторому возрастанию тока эмиттера I_E и, следовательно, тока коллектора I_K . Еще одной причиной некоторого роста I_K является то, что с увеличением $U_{КЭ}$ возрастает и та его часть, которая приложена к эмиттерному переходу в прямом направлении. Это тоже приводит к некоторому увеличению тока эмиттера I_E и, следовательно, тока коллектора I_K .

Статические характеристики транзистора, включенного по схеме с общим коллектором, аналогичны характеристикам транзистора с общим эмиттером.

Две оставшиеся статические характеристики – характеристика обратной связи по напряжению (3.24) и характеристика передачи по току (3.25) могут быть построены для всех схем включения транзистора из его входных и выходных характеристик. Пример такого построения для схемы с общим эмиттером для транзистора КТ201Б представлен на рис. 3.14.

В первом квадранте размещаются выходные статические характеристики транзистора

$$I_K = f(U_{КЭ}) \Big|_{I_B = \text{const}}.$$

$$I_B = f(U_{БЭ}) \Big|_{U_{КЭ} = \text{const}},$$

снятые для фиксированных значений напряжения $U_{КЭ} \neq 0$. В справочниках чаще всего даются эти характеристики для значений $U_{КЭ} = 0, U_{КЭ} = 5$ В. Тогда, откладывая влево от начала координат по оси абсцисс токи базы I_B , можно построить характеристику передачи по току

$$I_K = f(I_B) \Big|_{U_{КЭ} = 5 \text{ В}}.$$

Для этого из точки $U_{КЭ} = 5$ В восстанавливаем перпендикуляр до пересечения с выходными характеристиками (точки 1, 2, 3, 4, 5, 6), а затем проецируем эти точки до пересечения с перпендикулярами, соответствующими базовым токам, при которых сняты выходные характеристики ($I_B = 0,06; 0,1; 0,2; 0,3; 0,4; 0,5$ мкА). По этим точкам пересечения и строим искомую характеристику

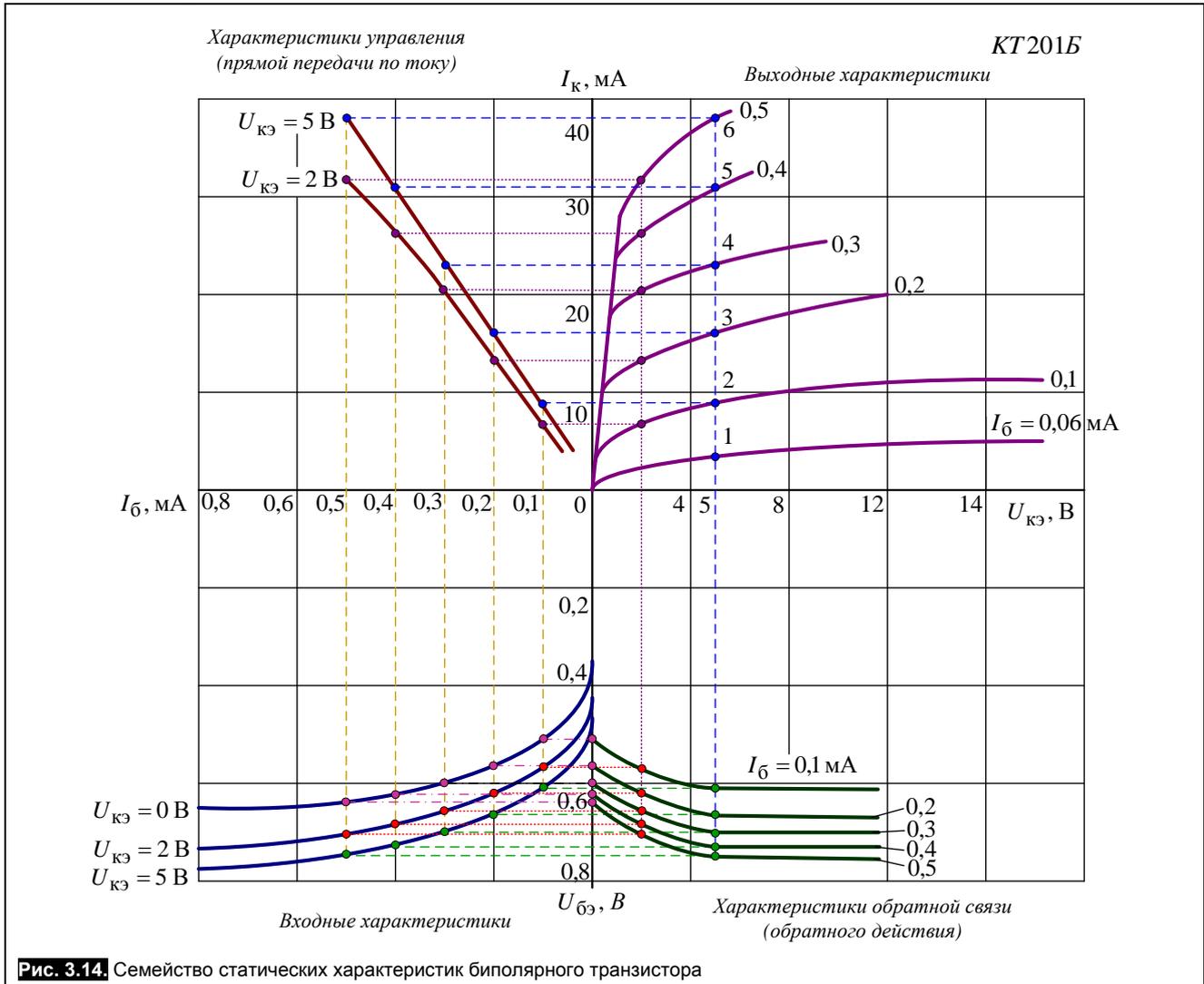
$$I_K = f(I_B) \Big|_{U_{КЭ} = 5 \text{ В}}.$$

Аналогично для $U_{КЭ} = 2$ В. А теперь можно построить характеристики обратной связи по напряжению:

$$U_{БЭ} = f(U_{КЭ}) \Big|_{I_B = \text{const}}.$$

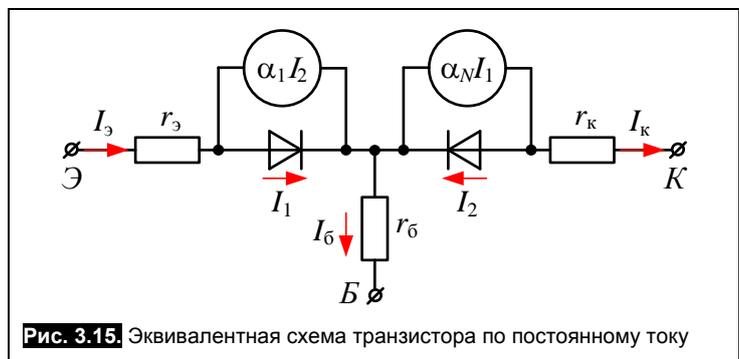
Для этого, задавая дискретные значения напряжений $U_{КЭ}$ на оси абсцисс и восстанавливая из этих точек перпендикуляры, переносим точки пересечения с соответствующими выходными характеристиками в четвертый квадрант, используя при этом в качестве переходной

характеристику $I_K = f(I_{\bar{6}})$ и характеристику входную $I_{\bar{6}} = f(U_{\bar{6}\bar{3}})$. При этом считаем, что при $U_{кэ} > 5$ В все входные характеристики идут настолько близко друг к другу, что практически сливаются с характеристикой при $U_{кэ} = 5$ В.



3.5. Эквивалентные схемы транзистора

Реальный транзистор при расчете электронных схем можно представить в виде эквивалентной схемы (рис. 3.15). Здесь оба электронно-дырочных перехода, эмиттерный и коллекторный, представлены диодами $VD1$ и $VD2$, а их взаимодействие учитывается генераторами токов, которые генерируют токи: $\alpha_N I_1$ – в нормальном включении (α_N – коэффициент передачи транзистора в нормальном включении); $\alpha_1 I_2$ – в инверсном включении (α_1 – коэффициент передачи по току в инверсном включении). Собственные сопротивления различных областей транзистора учитываются сопротивлениями: $r_э$ – сопротивление эмиттерной области, $r_б$ – сопротивление базы, $r_к$ – сопротивление коллектора. Рассмотренная схема, является эквивалентной схемой транзистора по постоянному току, так как не учитывает ряда факторов, оказывающих существенное влияние на переменную составляющую.



Поскольку транзистор в большинстве случаев усиливает сигналы переменного тока, то в этом случае его эквивалентная схема будет несколько иной (рис. 3.16).

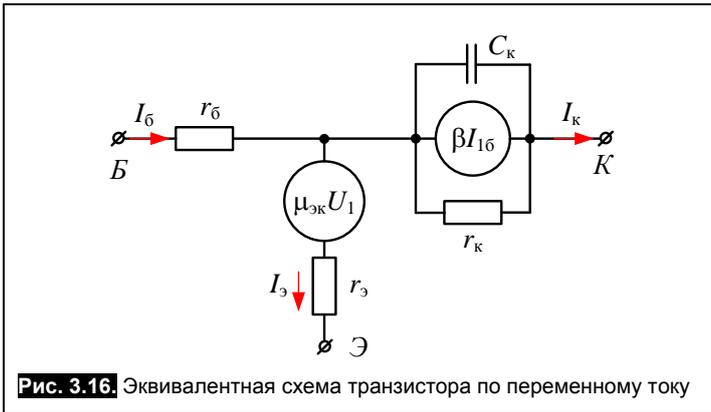


Рис. 3.16. Эквивалентная схема транзистора по переменному току

коэффициент внутренней обратной связи по напряжению; $r_б$ – объемное сопротивление базы; $C_к$ – ёмкость коллекторного перехода.

3.6. Транзистор как линейный четырехполюсник

Транзистор с его внутренними параметрами, определяемыми эквивалентной схемой, можно представить в виде линейного четырехполюсника (рис. 3.17) – «черного ящика» с произвольной, но неизменной структурой, которая определяет соответствующие зависимости между входными и выходными параметрами (U_1, I_1, U_2, I_2).

В зависимости от того, какие из этих величин взять за независимые переменные, а какие – за зависимые, линейный четырехполюсник можно описать шестью различными системами уравнений, однако наибольшее распространение получила система, где за независимые переменные принимаются входной ток I_1 и выходное напряжение U_2 , а за зависимые – выходной ток I_2 и входное напряжение U_1 . Тогда система уравнений, связывающая между собой зависимые и независимые переменные, выглядит так:

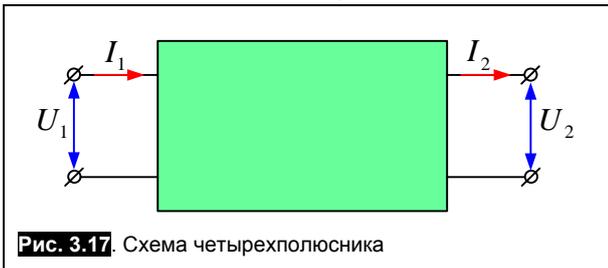


Рис. 3.17. Схема четырехполюсника

однако наибольшее распространение получила система, где за независимые переменные принимаются входной ток I_1 и выходное напряжение U_2 , а за зависимые – выходной ток I_2 и входное напряжение U_1 . Тогда система уравнений, связывающая между собой зависимые и независимые переменные, выглядит так:

$$\begin{aligned} U_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}U_2 \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}U_2 \end{aligned} \quad (3.26)$$

Физический смысл коэффициентов $h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$, называемых h -параметрами, установим следующим образом.

Если в первом уравнении положить $U_2 = 0$ (короткое замыкание на выходе), то параметр h_{11} можно найти: $h_{11} = \frac{U_1}{I_1} \Big|_{U_2 = 0}$ – входное сопротивление транзистора при коротком замыкании на выходе.

Если в этом же уравнении положить $I_1 = 0$ (холостой ход на входе), то параметр h_{12} равен: $h_{12} = \frac{U_1}{U_2} \Big|_{I_1 = 0}$ – коэффициент внутренней обратной связи транзистора по напряжению при холостом ходе во входной цепи.

Аналогичным образом из второго уравнения находим: $h_{21} = \frac{I_2}{I_1} \Big|_{U_2 = 0}$ – коэффициент передачи транзистора по току при коротком замыкании на выходе; $h_{22} = \frac{I_2}{U_2} \Big|_{I_1 = 0}$ – выходная проводимость транзистора при холостом ходе во входной цепи.

С учетом h -параметров эквивалентная схема транзистора выглядит следующим образом (рис. 3.18).

Здесь во входной цепи транзистора включен генератор напряжения $h_{12}U_2$, который учитывает взаимовлияние между коллекторным и эмиттерным переходом в результате модуляции ширины базы, а генератор тока $h_{21}I_1$ в выходной цепи учитывает усилительные свойства транзистора, когда под действием входного тока I_1 , в выходной цепи возникает пропорциональный ему ток $h_{21}I_1$. Параметры h_{11} и h_{22} – это соответственно, входное сопротивление и выходная проводимость транзистора. Для различных схем включения транзистора h -параметры будут различны.

Так, для схемы с общей базой входными и выходными величинами являются (рис. 3.19): $U_1 = U_{эб}$; $I_1 = I_э$; $U_2 = U_{кэ}$; $I_2 = I_к$.

Так как транзистор чаще усиливает сигнал переменного тока, то и h -параметры по переменному току должны определяться не как статические, а как динамические (дифференциальные). Для схемы с общей базой они определяются по выражениям:

$$h_{11б} = \left. \frac{\Delta U_{эб}}{\Delta I_э} \right|_{U_{кб} = \text{const}}; \quad (3.27)$$

$$h_{12б} = \left. \frac{\Delta U_{эб}}{\Delta U_{кб}} \right|_{I_э = \text{const}}; \quad (3.28)$$

$$h_{21б} = \left. \frac{\Delta I_к}{\Delta I_э} \right|_{U_{кб} = \text{const}}; \quad (3.29)$$

$$h_{22б} = \left. \frac{\Delta I_к}{\Delta U_{кб}} \right|_{I_э = \text{const}}. \quad (3.30)$$

Индекс «б» говорит о принадлежности этих параметров к схеме с общей базой.

Для схемы с общим эмиттером входными и выходными величинами являются (рис. 3.20): $U_1 = U_{бэ}$; $I_1 = I_б$; $U_2 = U_{кэ}$; $I_2 = I_к$.

Для схемы с общим эмиттером h -параметры определяются из соотношений:

$$h_{11э} = \left. \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta I_б} \right|_{U_{кэ} = \text{const}}; \quad (3.31)$$

и составляет от сотен Ом до единиц кОм;

$$h_{12э} = \left. \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta U_{кэ}} \right|_{I_б = \text{const}}; \quad (3.32)$$

и обычно равен $10^{-3} \dots 10^{-4}$, т.е. напряжение передаваемое с выхода на вход за счет обратной связи, составляет тысячные или десятитысячные доли выходного напряжения;

$$h_{21э} = \left. \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б} \right|_{U_{кэ} = \text{const}}; \quad (3.33)$$

и составляет десятки – сотни единиц;

$$h_{22э} = \left. \frac{\Delta I_к}{\Delta U_{кэ}} \right|_{I_б = \text{const}}; \quad (3.34)$$

и равна десятым – сотым долям мСм, а выходное сопротивление $\frac{1}{h_{22}}$, получается от единиц до десятков кОм.

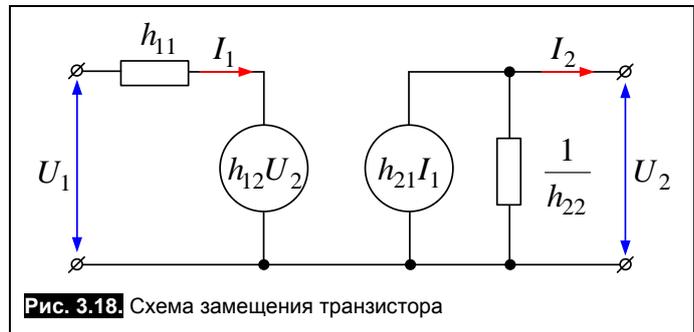


Рис. 3.18. Схема замещения транзистора

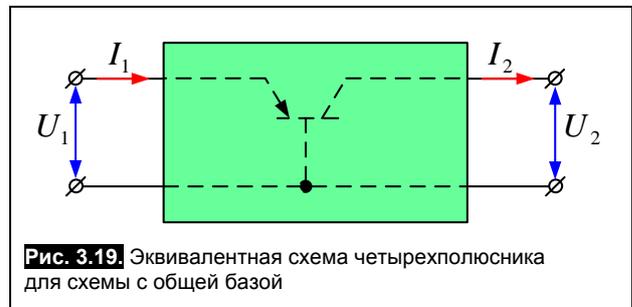


Рис. 3.19. Эквивалентная схема четырехполюсника для схемы с общей базой

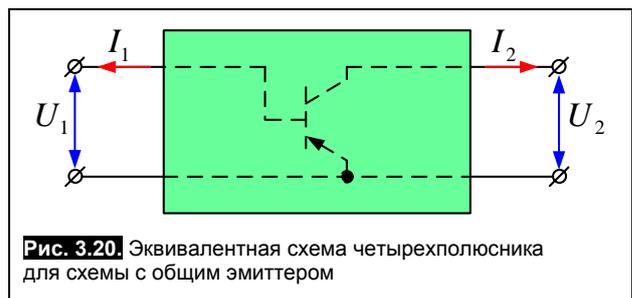


Рис. 3.20. Эквивалентная схема четырехполюсника для схемы с общим эмиттером

Используя семейства входных и выходных характеристик транзистора h -параметры можно определить и графическим путем. Так, для схемы с общим эмиттером семейства входных и выходных характеристик представлены на **рис. 3.21**.

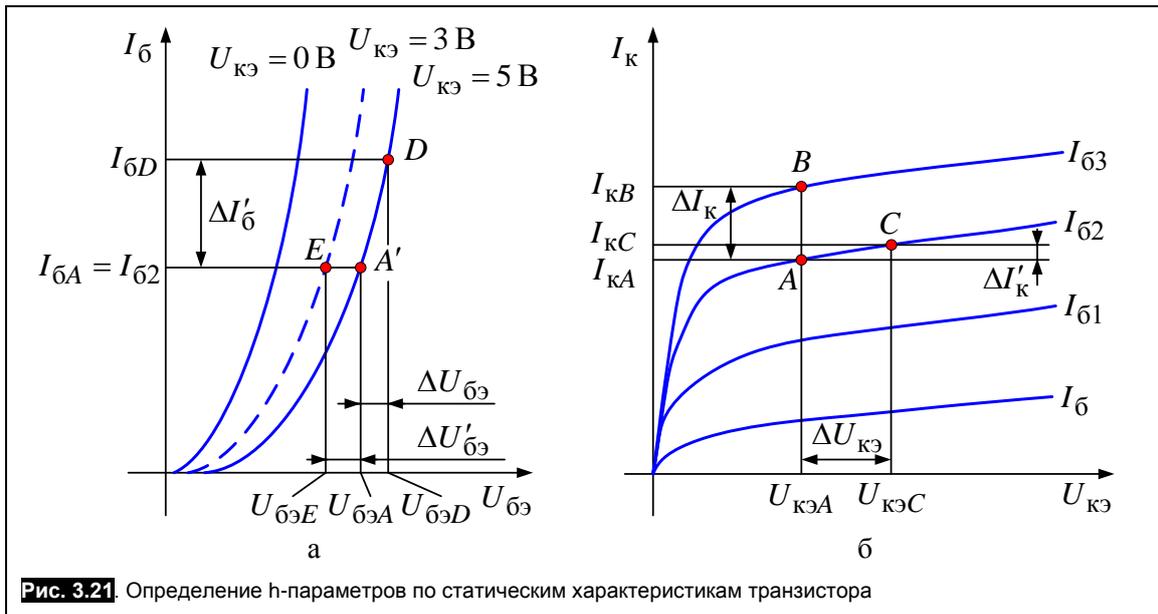


Рис. 3.21. Определение h -параметров по статическим характеристикам транзистора

Входные характеристики транзистора в справочниках обычно представлены двумя кривыми, снятыми при $U_{кэ} = 0$ и $U_{кэ} = 5$ В (**рис. 3.21, а**). Все остальные входные характеристики при $U_{кэ} > 5$ В настолько близко расположены друг от друга, что практически сливаются в одну характеристику. Поэтому, откладывая на оси абсцисс выходных характеристик (**рис. 3.21, б**) $U_{кэ} = 5$ В, восстанавливаем из этой точки перпендикуляр до пересечения с какой-либо из средних характеристик, например, $I_{б2}$ (точка A). Точке A соответствует коллекторный ток $I_{кА}$. Тогда, давая приращение току $I_{к}$ при неизменном $U_{кэ}$ на величину $\Delta I_{к}$, например до пересечения со следующей характеристикой ($I_{б3}$), получим точку B . Приращение базового тока $\Delta I_{б}$ при этом соответствует разности:

$$\Delta I_{б} = I_{б3} - I_{б2} . \tag{3.35}$$

Подставляя найденные величины $\Delta I_{к}$ и $\Delta I_{б}$ в выражение (3.33), получаем параметр:

$$h_{21э} = \left. \frac{\Delta I_{к}}{\Delta I_{б}} \right|_{U_{кэ} = \text{const}} . \tag{3.36}$$

Давая теперь приращение напряжению $U_{кэ}$ на величину $\Delta U_{кэ}$ от точки A до точки C , получим напряжение $U_{кэС}$. Точке C соответствует коллекторный ток $I_{кС}$ на оси ординат.

Находя разность токов $I_{кС}$ и $I_{кА}$, получим:

$$\Delta I'_{к} = I_{кС} - I_{кА} .$$

Подставляя найденные значения $\Delta I'_{к}$ и $\Delta U_{кэ}$ в выражение (3.34), получим:

$$h_{22э} = \left. \frac{\Delta I'_{к}}{\Delta U_{кэ}} \right|_{I_{б} = I_{б2} = \text{const}} . \tag{3.37}$$

Далее на оси ординат входной характеристики отложим величину тока базы $\Delta I_{б2} = I_{бА}$. Используя входную характеристику при $U_{кэ} = 5$ В, найдем напряжение $U_{бэА}$. Давая приращение напряжения $\Delta U_{бэ}$: $\Delta U_{бэ} = U_{бэD} - U_{бэА}$ на величину $\Delta U_{бэ}$, находим приращение тока базы $\Delta I'_{б} = I_{бD} - I_{бА}$.

Подставляя найденные значения $\Delta U_{бэ}$ и $\Delta I'_{б}$ в выражение (3.31), получаем:

$$h_{11э} = \left. \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta I'_{б}} \right|_{U_{кэ} = \text{const}} . \tag{3.38}$$

Для нахождения параметра h_{12} необходимы две входные характеристики, снятые для $U_{кэ} \neq 0$.

Предположим, что кроме приведенных входных характеристик была бы еще одна, снятая, например, для $U_{кэ} = 3$ В (показана на рис. 3.21, а пунктиром). Тогда, находя на этой характеристике точку E , соответствующую базовому току $I_{бА}$, можно было бы определить:

$$\Delta U'_{бэ} = U_{бэА} - U_{бэE} \text{ и } \Delta U'_{кэ} = U_{кэА} - U_{кэE} = 5 - 3 = 2 \text{ В,}$$

где $U_{кэА}$ и $U_{кэE}$ – значения напряжений на коллекторе, при которых сняты входные характеристики с точкой A и точкой E . Подставляя найденные значения в выражение (3.32), можно было бы получить:

$$h_{12э} = \left. \frac{\Delta U'_{бэ}}{\Delta U'_{кэ}} \right|_{I_б = I_{бА} = \text{const}} \quad (3.39)$$

Использование для нахождения этого параметра входной характеристики при $U_{кэ} = 0$ В дает большую погрешность, так как при малых значениях $U_{кэ}$ входные характеристики располагаются далеко друг от друга, а затем их частота возрастает и уже при $U_{кэ} \approx 5$ В они практически сливаются друг с другом. Поскольку в справочниках обычно приводится входная характеристика только для одного значения $U_{кэ} \neq 0$, точно определить параметр h_{12} в нашем случае невозможно.

3.7. Режимы работы транзистора

Рассмотрим каскад усиления на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером (рис. 3.22). При изменении величины входного сигнала будет изменяться ток базы $I_б$. Ток коллектора $I_к$ изменяется пропорционально току базы:

$$I_к = \beta I_б. \quad (3.40)$$

Изменение тока коллектора можно проследить по выходным характеристикам транзистора (рис. 3.23). На оси абсцисс отложим отрезок, равный $E_к$ – напряжению источника питания коллекторной цепи, а на оси ординат отложим отрезок, соответствующий максимально возможному току в цепи этого источника:

$$I_{к \text{ max}} = \frac{E_к}{R_к}. \quad (3.41)$$

Между этими точками проведем прямую линию, которая называется *линией нагрузки* и описывается уравнением:

$$I_к = \frac{E_к - U_{кэ}}{R_к}, \quad (3.42)$$

где $U_{кэ}$ – напряжение между коллектором и эмиттером транзистора; $R_к$ – сопротивление нагрузки в коллекторной цепи.

Из (3.42) следует, что

$$R_к = \frac{E_к}{I_{к \text{ max}}} = \text{tg} \alpha. \quad (3.43)$$

И, следовательно, наклон линии нагрузки определяется сопротивлением $R_к$. Из рис. 3.23 следует, что в зависимости от тока базы $I_б$, протекающего во входной цепи транзистора, рабочая точка транзистора, определяющая его коллекторный ток и напряжение $U_{кэ}$, будет перемещаться вдоль линии нагрузки от самого нижнего положения (точки 1, определяемой пересечением линии нагрузки с выходной

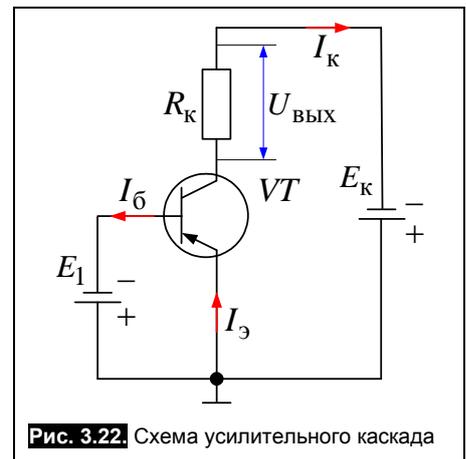


Рис. 3.22. Схема усилительного каскада

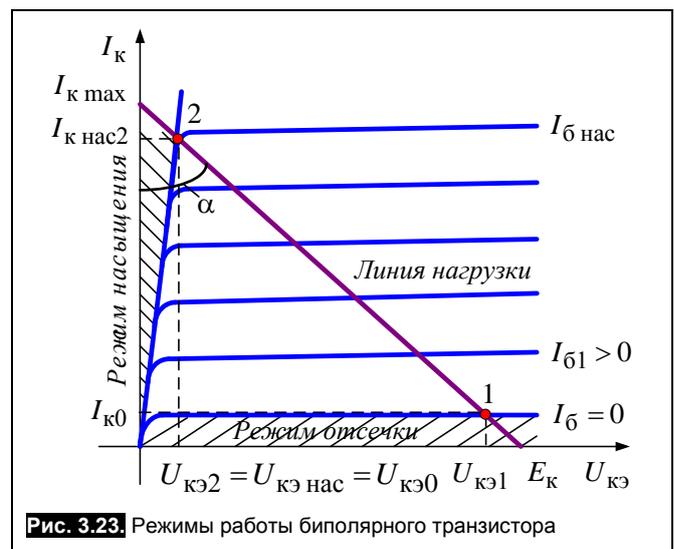


Рис. 3.23. Режимы работы биполярного транзистора

характеристикой при $I_{\bar{c}} = 0$), до точки 2, определяемой пересечением линии нагрузки с начальным крутовозрастающим участком выходных характеристик.

Зона, расположенная между осью абсцисс и начальной выходной характеристикой, соответствующей $I_{\bar{c}} = 0$, называется *зоной отсечки* и характеризуется тем, что оба перехода транзистора – эмиттерный и коллекторный смещены в обратном направлении. Коллекторный ток при этом представляет собой обратный ток коллекторного перехода – $I_{к0}$, который очень мал и поэтому почти все напряжение источника питания $E_{к}$ падает между эмиттером и коллектором закрытого транзистора:

$$U_{к\bar{c}1} \approx E_{к}.$$

А падение напряжения на нагрузке $U_{R_{к}}$ очень мало и равно:

$$U_{R_{к}} = I_{к0} R_{к}. \quad (3.44)$$

Говорят, что в этом случае транзистор работает в *режиме отсечки*. Поскольку в этом режиме ток, протекающий по нагрузке исчезающе мал, а почти все напряжение источника питания приложено к закрытому транзистору, то в этом режиме транзистор можно представить в виде разомкнутого ключа.

Если теперь увеличивать базовый ток $I_{\bar{c}}$, то рабочая точка будет перемещаться вдоль линии нагрузки, пока не достигнет точки 2. Базовый ток, соответствующий характеристике, проходящей через точку 2, называется *током базы насыщения* $I_{\bar{c} \text{ нас}}$. Здесь транзистор входит в *режим насыщения* и дальнейшее увеличение базового тока не приведет к увеличению коллекторного тока $I_{к}$. Зона между осью ординат и круто изменяющимся участком выходных характеристик называется *зоной насыщения*. В этом случае оба перехода транзистора смещены в прямом направлении; ток коллектора достигает максимального значения и почти равен максимальному току источника коллекторного питания:

$$I_{к \text{ max}} \approx I_{к \text{ нас}2}, \quad (3.45)$$

а напряжение между коллектором и эмиттером открытого транзистора $U_{к\bar{c}0}$ оказывается очень маленьким. Поэтому в режиме насыщения транзистор можно представить в виде замкнутого ключа.

Промежуточное положение рабочей точки между зоной отсечки и зоной насыщения определяет работу транзистора в режиме усиления, а область, где она находится, называется *активной областью*. При работе в этой области эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный – в обратном.

3.8. Предельные режимы работы транзистора

В паспортных данных каждого транзистора указывается его предельно допустимая мощность рассеивания, превышение которой недопустимо, так как ведет к тепловому разрушению полупроводниковой структуры. Возьмем это значение мощности $P_{к \text{ доп}}$, и учитывая, что оно равно:

$$P_{к \text{ доп}} = U_{к\bar{c}} I_{к \text{ доп}}. \quad (3.46)$$

Будем задавать дискретные значения напряжения $U_{к\bar{c}}$: $U_{к\bar{c}1}$, $U_{к\bar{c}2}$, $U_{к\bar{c}3}$ и т.д., и для каждого этого значения напряжения вычислим предельно допустимое значение коллекторного тока $I_{к \text{ доп}}$:

$$I_{к \text{ доп}1} = \frac{P_{к \text{ доп}}}{U_{к\bar{c}1}}, \quad I_{к \text{ доп}2} = \frac{P_{к \text{ доп}}}{U_{к\bar{c}2}} \text{ и т. д.}$$

Отложим эти значения напряжений и токов в осях координат (**рис. 3.24**) и построим по полученным точкам кривую, называемую *гиперболой допустимых мощностей*.

Эта кривая делит всю площадь первого квадранта семейства выходных характеристик на рабочую и нерабочую области. Если теперь совместить эту кривую с выходными характеристиками транзистора, то очевидно, что линия нагрузки не должна выходить за пределы рабочей области, чтобы не вывести транзистор из строя.

На **рис. 3.24** заштрихована рабочая область семейства выходных характеристик тран-

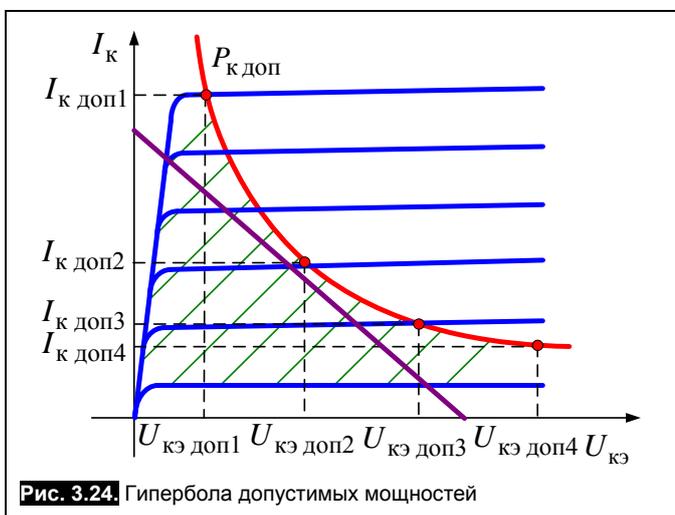


Рис. 3.24. Гипербола допустимых мощностей

зистора для схемы с общим эмиттером.

3.9. Расчёт рабочего режима транзистора

Как уже было отмечено выше, в подавляющем большинстве случаев транзистор усиливает сигналы переменного тока, т. е. на вход транзистора подается чаще всего знакопеременный сигнал. Но поскольку эмиттерный $p-n$ -переход обладает вентильными свойствами, то через него пройдет только положительная полуволна входного сигнала, а отрицательная полуволна будет им срезана и, следовательно, усиливаться не будет. Для того чтобы этого не было, чтобы усилить весь сигнал, во входную цепь транзистора вводят так называемое *смещение*.

Смысл смещения ясен из **рис. 3.25**. Знакопеременный входной сигнал $U_{ВХ}$ накладывается на постоянное напряжение смещения $E_{СМ}$ таким образом, что результирующее напряжение $U_{БЭ}$ остается однополярным, и следовательно может быть усилено транзистором. Поэтому принципиальная схема усилительного каскада в этом случае выглядит так, как представлено на **рис. 3.26, а**.

Источник напряжения смещения создает во входной цепи транзистора постоянный по величине ток смещения $I_{СМ}$. Для того чтобы исключить

влияние источника $E_{СМ}$ на источник входного сигнала в цепь вводится разделительный конденсатор C_1 , который пропускает переменный входной сигнал, но создает развязку по постоянной составляющей. Для такой же цели служит выходной разделительный конденсатор C_2 , который пропускает переменную составляющую выходного напряжения и не пропускает его постоянную составляющую. Смещение может вводиться как при помощи отдельного источника $E_{СМ}$ (**рис. 3.26, а**), так и с использованием для этой цели источника коллекторного питания E_K . Это

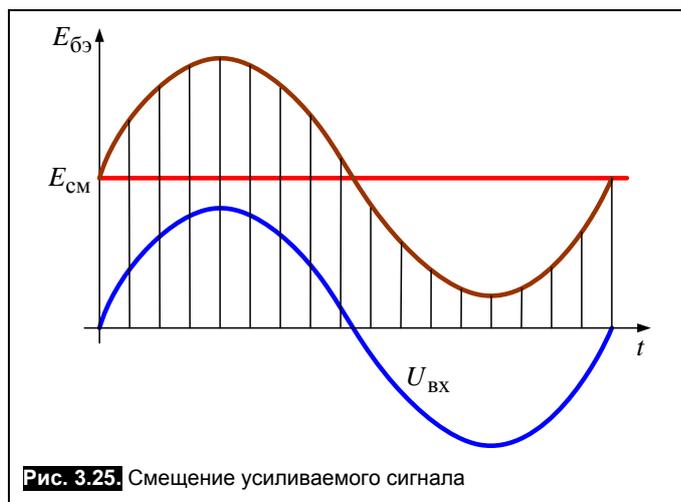


Рис. 3.25. Смещение усиливаемого сигнала

можно сделать при помощи делителя напряжения R_1 и R_2 (**рис. 3.26, б**). Ток I_D , протекающий по делителю напряжения $R_1 - R_2$ под действием источника питания E_K , создает на резисторе R_2 падение напряжения

$$U_{R2} = I_D R_2, \quad (3.47)$$

которое должно быть равно требуемой величине напряжения смещения $E_{СМ}$.

При расчете делителя ток I_D выбирают в несколько раз больше тока смещения:

$$I_D = (3 \div 5) I_{СМ}. \quad (3.48)$$

Избыточное напряжение источника питания падает на резисторе R_1 :

$$I_D R_1 = E_K - U_{R2}. \quad (3.49)$$

Такой способ введения смещения называется *смещение фиксированным напряжением*.

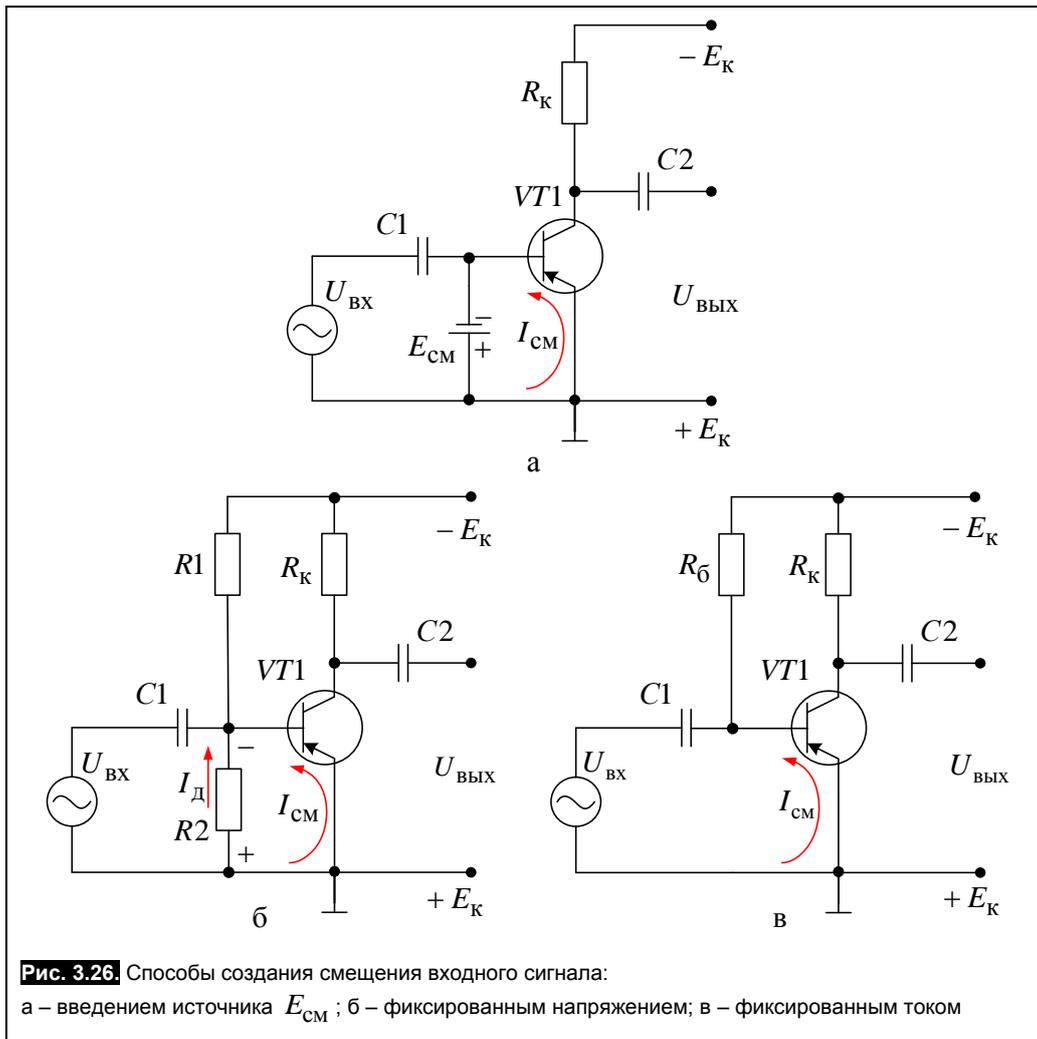
Другой способ введения смещения заключается в использовании балластного резистора $R_Б$ в базовой цепи транзистора (**рис. 3.26, в**). В этом случае ток, протекающий по цепи $+E_K$, эмиттер – база транзистора, $R_Б$, $-E_K$ должен быть равен току смещения:

$$I_{СМ} = \frac{E_K - U_{БЭ}}{R_Б}. \quad (3.50)$$

Отсюда величина $R_Б$ должна быть равна:

$$R_Б = \frac{E_K - U_{БЭ}}{I_{СМ}}. \quad (3.51)$$

Такой способ называется *смещение фиксированным током*.



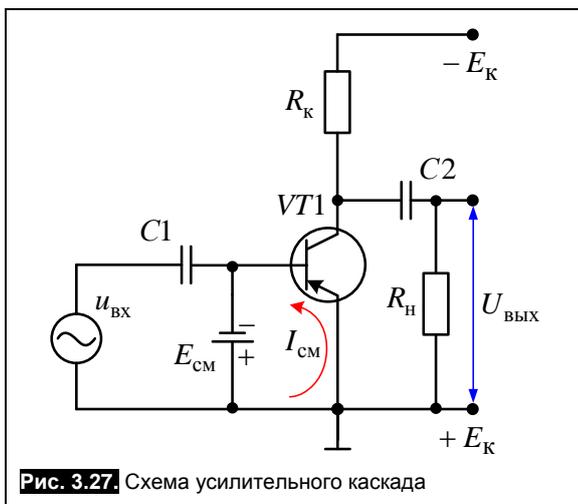
3.10. Динамические характеристики транзистора

Характеристики транзистора, когда в его выходную цепь включают различные виды нагрузок, называют динамическими, а режимы, возникающие при этом, – динамическими режимами.

Рассмотрим работу транзисторного усилительного каскада, включенного по схеме с общим эмиттером (рис. 3.27).

Если входной сигнал отсутствует ($u_{BX} = 0$), линия нагрузки может быть построена описанным ранее методом по двум точкам: E_K на оси абсцисс и $I_{K \max} = \frac{E_K}{R_K}$ на оси ординат.

Для того, чтобы искажения усиленного сигнала были минимальными, смещение надо выбрать так, чтобы начальная рабочая точка (при отсутствии входного сигнала) располагалась в середине линейного участка входной характеристики (точка А на рис. 3.28, б). Тогда при изменении входного сигнала напряжение $U_{бэ}$ будет изменяться на величину $U_{бэ \max}$ от начального значения $U_{бэ 0}$, вызывая изменение базового на величину $I_{б \max}$ от начального значения $I_{б 0}$ (рис. 3.28, б).



значения $I_{б 0}$ (рис. 3.28, б).

Коллекторный ток при этом будет изменяться относительно начального коллекторного тока $I_{к0}$ (рис. 3.28, б), соответствующего базовому току $I_{б0}$, в сторону увеличения и в сторону уменьшения на величину амплитуды переменной составляющей $I_{к\max}$. Выходное напряжение $u_{\text{ВЫХ}}$ при этом будет тоже изменяться от начального значения $U_{кэ0}$ в большую и в меньшую сторону на величину амплитуды своей переменной составляющей $U_{кэ\max}$.

Отметим, что в рассматриваемой схеме увеличению входного сигнала соответствует увеличение базового тока, а следовательно, и коллекторного тока, а выходное напряжение $u_{\text{ВЫХ}}$ при этом уменьшается. Из чего следует, что в этой схеме входное и выходное напряжение изменяются в противофазе. Переменная составляющая выходного напряжения проходит через разделительный конденсатор C_2 и выделяется на нагрузке R_H . В качестве нагрузки может служить и входное сопротивление следующего каскада усиления, а характер нагрузки в общем случае может быть различным. По переменному току нагрузка усилительного каскада R_H состоит из параллельно включенных сопротивлений R_K и R_H (рис. 3.28):

$$R'_H = \frac{R_K R_H}{R_K + R_H}, \quad (3.52)$$

а по постоянному току – только R_K . Поэтому и линия нагрузки по постоянной и переменной составляющим будет проходить по разному. Так, если сопротивление нагрузки R'_H по переменному току меньше R_K – сопротивления по постоянному току, то линия нагрузки будет проходить через ту же рабочую точку A , но под другим углом α' :

$$\alpha' = \arctg(R'_H), \quad (3.53)$$

следовательно, линия нагрузки пойдет круче.

Рассмотренные зависимости можно расположить на одном рисунке так, что в первом квадранте поместить выходные характеристики транзистора с построенной линией нагрузки, а в третьем квадранте – входные характеристики (рис. 3.29). Тогда, используя точки пересечения линии нагрузки по переменному току с выходными характеристиками и входные характеристики транзистора, стро-

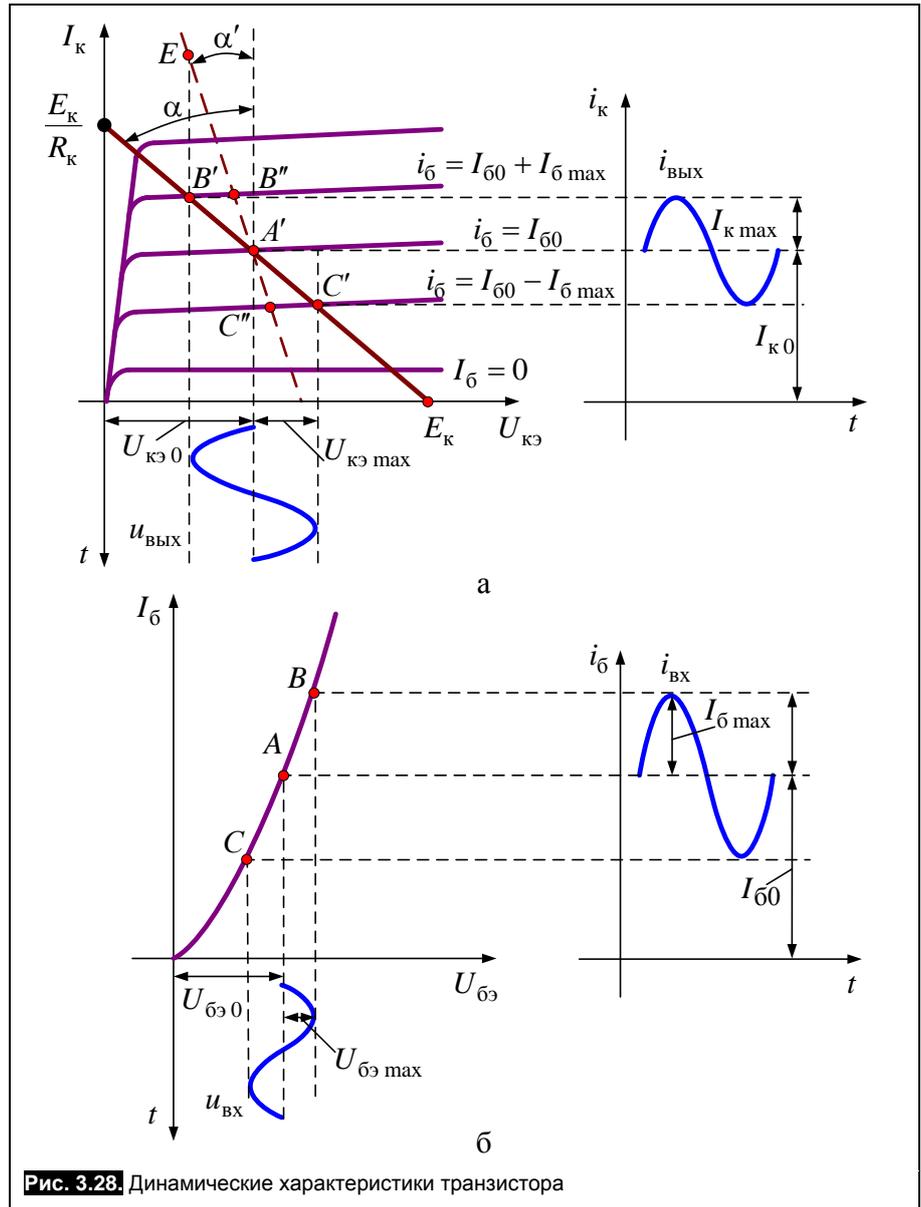


Рис. 3.28. Динамические характеристики транзистора

им характеристику управления $I_K = f(I_{\bar{6}})$ транзистора по переменному току, которая теперь, при работе с нагрузкой, называется *динамической*.

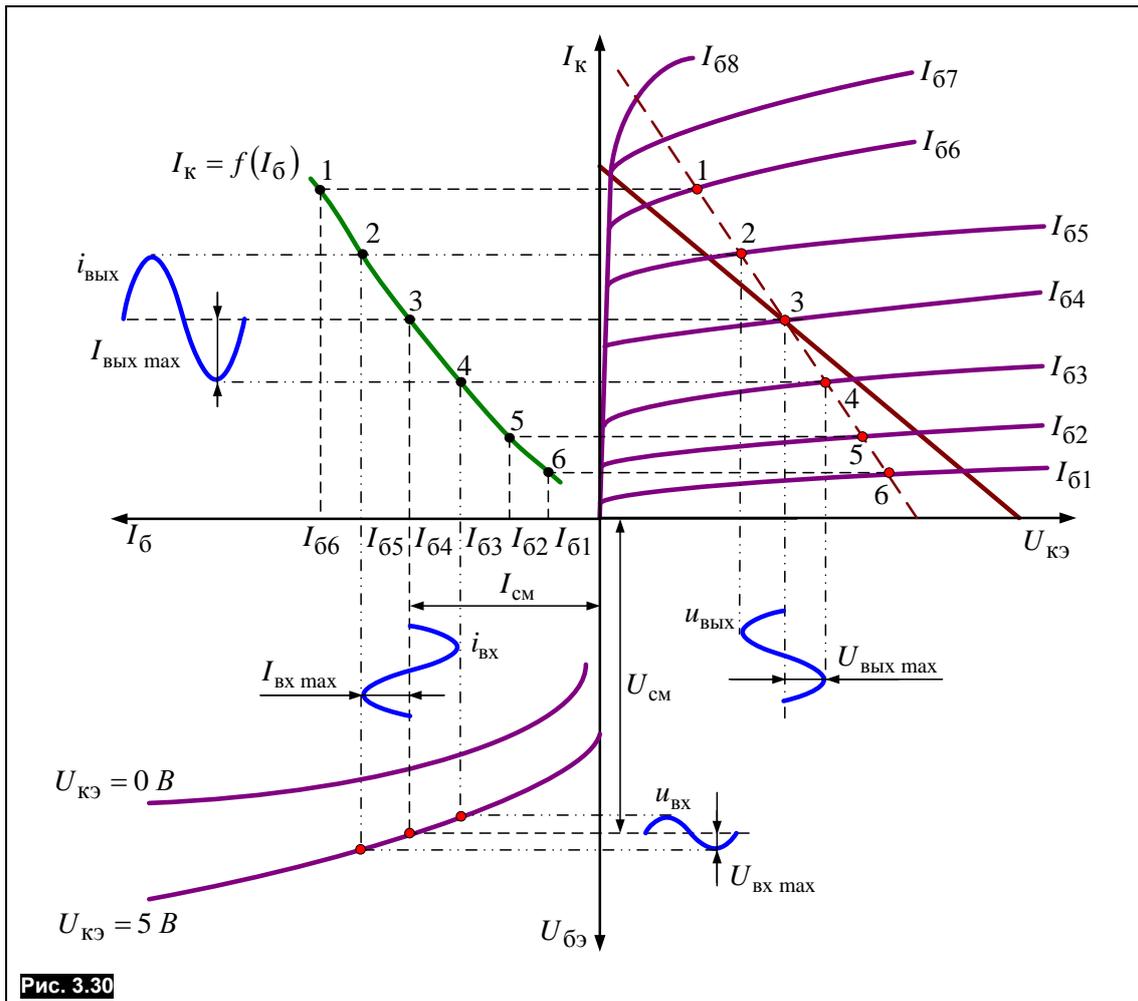


Рис. 3.30

3.11. Режимы работы усилительных каскадов

Поскольку характеристики транзистора существенно нелинейны, то в процессе усиления входного сигнала имеют место искажения, которые называют нелинейными. Величина искажений в большой степени зависит от выбора начальной рабочей точки на линии нагрузки и от амплитуды входного сигнала. В зависимости от этого различают следующие основные режимы работы усилителя:

- режим класса *A*;
- режим класса *B*;
- режим класса *AB*;
- режим класса *C*;
- режим класса *D*.

Количественно режим работы усилителя характеризуется углом отсечки θ – половиной той части периода входного сигнала, в течение которого в выходной цепи транзистора протекает ток нагрузки. Угол отсечки выражают в градусах или радианах.

3.11.1. Режим класса *A*

Этот режим характеризуется тем, что начальная рабочая точка, определяемая смещением, находится в середине линейного участка входной характеристики, а следовательно, и характеристики передачи по току $I_K = f(I_{\bar{6}})$.

Амплитуда входного сигнала здесь такова, что суммарное значение ($U_{см} + u_{вх}$) не имеет отрицательных значений, а поэтому базовый ток $i_{б}$, а следовательно, и коллекторный ток $i_{к}$ нигде не снижаются до нуля (рис. 3.30). Ток в выходной цепи протекает в течение всего периода, а угол отсечки θ равен 180° . Транзистор работает в активном режиме на близких к линейным участкам характеристик, поэтому искажения усиленного сигнала здесь минимальны. Однако из-за большого значения начального коллекторного тока $I_{к0}$ КПД такого усилителя низкий (теоретически не более 25%, а реальные значения и того ниже), поэтому такой режим применяют в мало-мощных каскадах предварительного усиления.

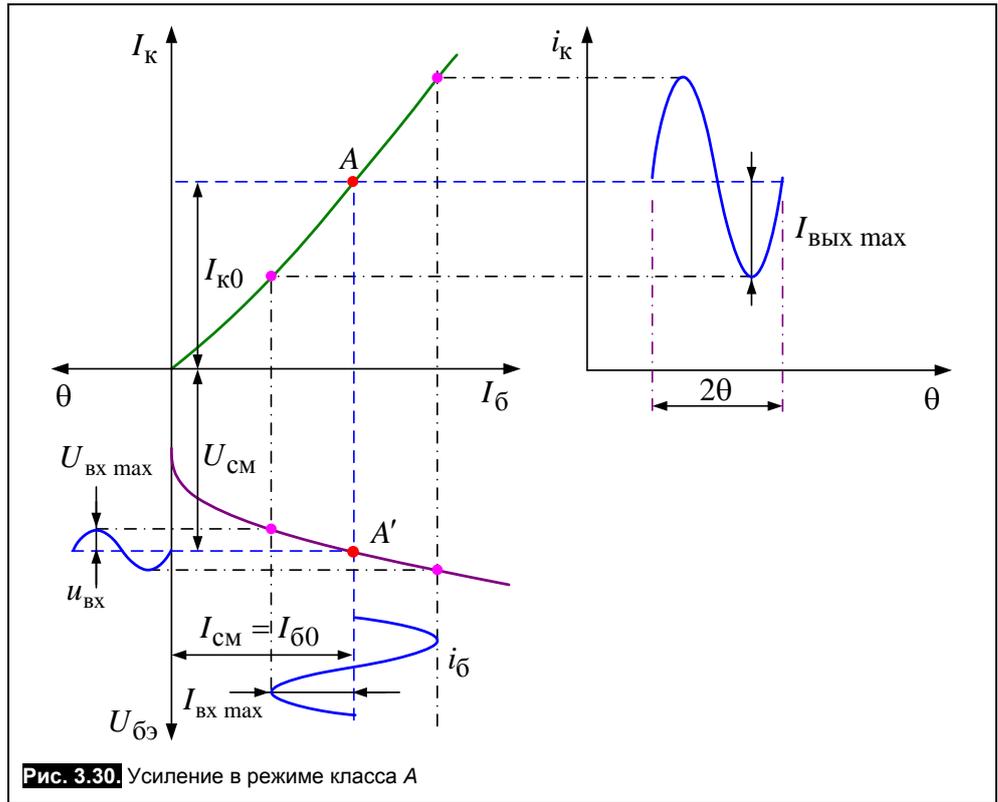


Рис. 3.30. Усиление в режиме класса А

3.11.2. Режим класса В

Этот режим характеризуется тем, что начальная рабочая точка находится в начале характеристики передачи по току $I_{к} = f(I_{б})$ (рис. 3.31). Ток нагрузки протекает по коллекторной цепи транзистора только в течение одного полупериода входного сигнала, а в течение второго полупериода транзистор закрыт, так как его рабочая точка будет находиться в зоне отсечки. КПД усилителя в режиме класса В значительно выше (составляет 60...70%), чем в режиме класса А, так как начальный коллекторный ток $I_{к0}$ здесь равен нулю. Угол отсечки θ равен 90° . Однако у усилителей класса В есть и существенный недостаток – большой уровень нелинейных искажений (колоколообразные искажения), вызванных повышенной нелинейностью усиления транзистора, когда он находится вблизи режима отсечки.

Для того чтобы усилить входной сигнал в течение обоих полупериодов, используют двухтактные схемы усилителей, когда в течение одного полупериода работает один транзистор, а в течение другого полупериода – второй транзистор в этом же режиме.

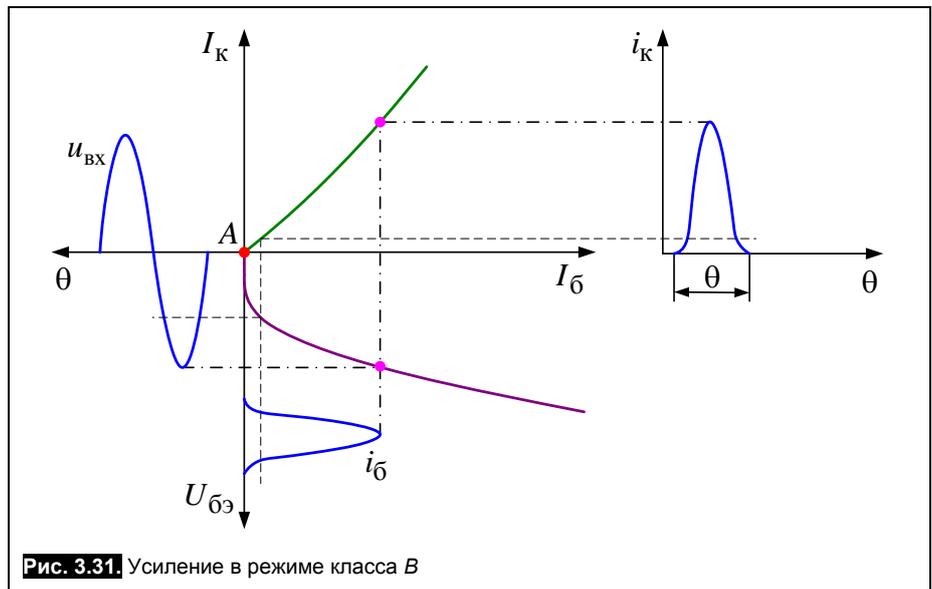


Рис. 3.31. Усиление в режиме класса В

На рис. 3.32 представлена схема двухтактного эмиттерного повторителя на транзисторах противоположного типа, но с идентичными параметрами, образующих так называемую *комплементарную пару*. Для питания коллекторной цепи используется два одинаковых источника питания E_{K1} и E_{K2} , которые создают обратное включение коллекторных переходов. Резисторы $R1$ и $R2$ одинаковы, при $u_{BX} = 0$ они фиксируют потенциал баз транзисторов, равный потенциалу корпуса.

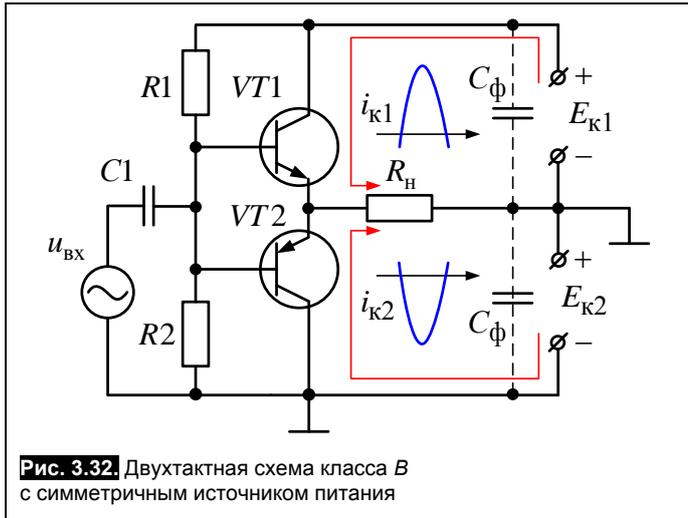


Рис. 3.32. Двухтактная схема класса В с симметричным источником питания

Режим класса В обычно используют преимущественно в мощных двухтактных усилителях, однако в чистом виде его применяют редко. Чаще в качестве рабочего режима используют промежуточный режим класса АВ.

3.11.3. Режим класса АВ

Режиму усиления класса АВ соответствует режим работы усилительного каскада, при котором ток в выходной цепи протекает больше половины периода изменения напряжения входного сигнала.

Этот режим используется для уменьшения нелинейных искажений усиливаемого сигнала, которые возникают из-за нелинейности начальных участков входных вольт-амперных характеристик транзисторов (рис. 3.33).

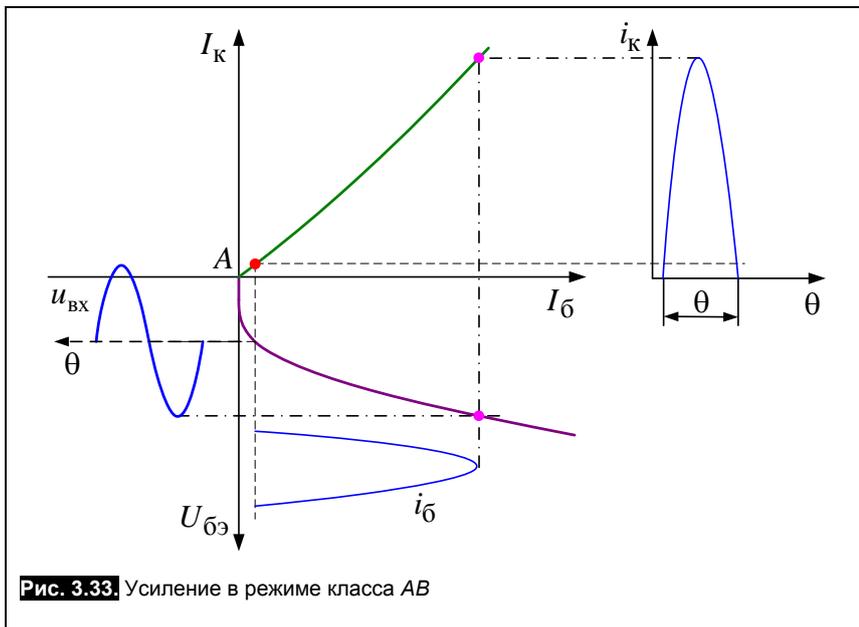


Рис. 3.33. Усиление в режиме класса АВ

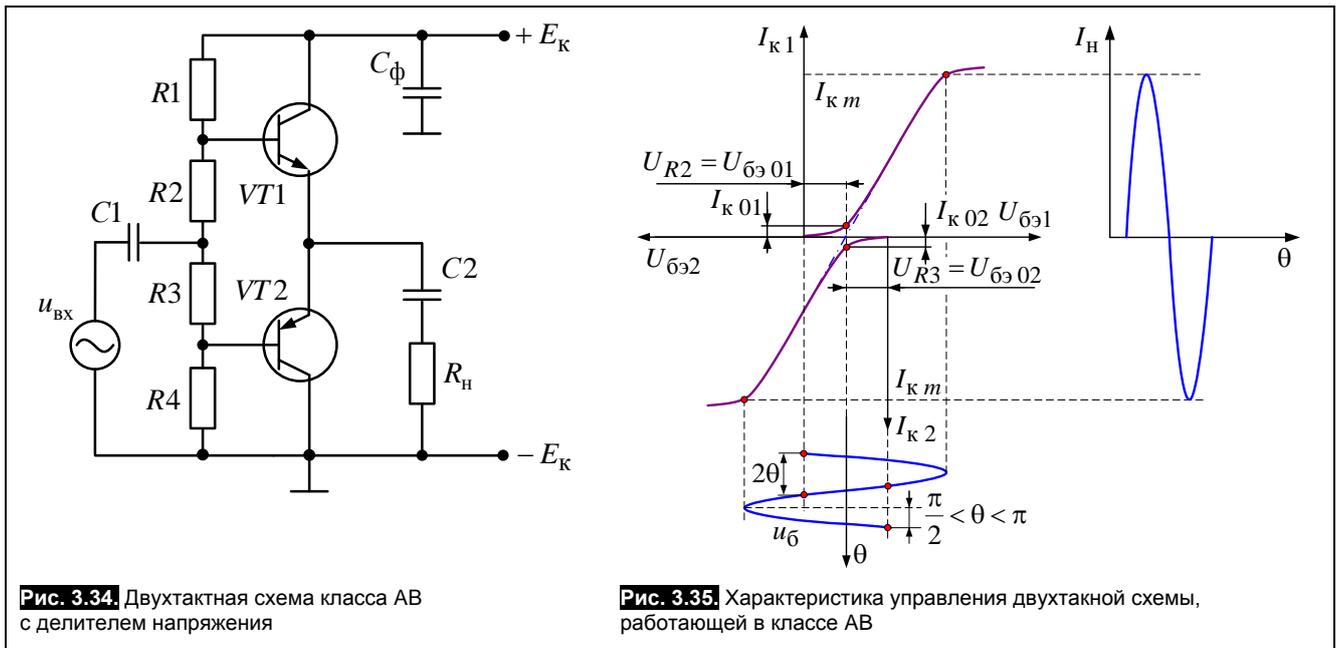
При отсутствии входного сигнала в режиме покоя транзистор немного приоткрыт и через него протекает ток, составляющий 10...15% от максимального тока при заданном входном сигнале. Угол отсечки в этом случае составляет 120...130°.

При работе двухтактных усилительных каскадов в режиме класса АВ происходит перекрытие положительной и отрицательной полуволн тока плеч двухтактного каскада, что приводит к компенсации нелинейных искажений, возникающих за счет нелинейности начальных участков вольт-амперных характеристик транзистора.

Схема двухтактного усилительного каскада, работающего в классе АВ, приведена на рис. 3.34.

Коллекторные токи покоя I_{K01} и I_{K02} задаются напряжением смещения, подаваемым на базы транзисторов с сопротивлений $R2$ и $R3$, и составляют незначительную часть максимального тока в нагрузке:

$$I_{K01,02} = (0,05 \dots 0,15) I_{K \max}$$



вследствие этого результирующая характеристика управления двухтактной схемой класса АВ принимает линейный вид (штрихпунктирная линия на рис. 3.35).

Напряжения смещения транзисторов VT1 и VT2 определяются как

$$U_{бэ01} = U_{R2}; U_{бэ02} = U_{R3}.$$

Ток делителя R1, R2, R3, R4 должен быть не менее $I_{б\max}$:

$$I_{д} = (3...5)I_{б\max}.$$

Чем ближе работа усилительного каскада к классу А (чем больше угол отсечки $\frac{\pi}{2} < \theta < \pi$), тем меньше КПД, но лучше линейность усиления.

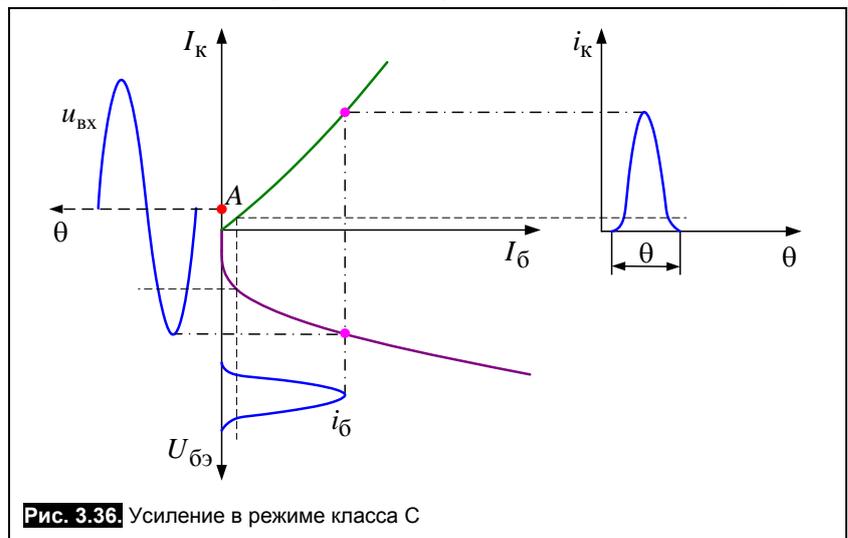
КПД каскадов при таком классе усиления выше, чем для класса А, но меньше, чем в классе В, за счет наличия малого коллекторного тока $I_{к0}$.

3.11.4. Режим класса С

В режиме класса С рабочая точка А располагается выше начальной точки характеристики передачи по току (рис. 3.36).

Здесь ток коллекторной цепи протекает в течение времени, которое меньше половины периода входного сигнала, поэтому угол отсечки $\theta < 90^\circ$. Поскольку больше половины рабочего времени транзистор закрыт (коллекторный ток равен нулю), мощность, потребляемая от источника питания, снижается, так что КПД каскада приближается к 100%.

Из-за больших нелинейных искажений режим класса С не используется в усилителях звуковой частоты, этот режим нашел применение в мощных резонансных усилителях (например, радиопередатчиках).



3.11.5. Режим класса D

Иначе этот режим называется *ключевым* режимом. В этом режиме рабочая точка может находиться только в двух возможных положениях: либо в зоне отсечки (транзистор заперт и его можно рассматривать как разомкнутый ключ), либо в зоне насыщения (транзистор полностью открыт и его можно рассматривать как замкнутый ключ). В активной зоне рабочая точка находится только в течение короткого промежутка времени, необходимого для перехода её из одной зоны в другую. Поэтому при работе в ключевом режиме линия нагрузки может на среднем своем участке выходить за пределы гиперболы допустимых мощностей, при условии, что переход транзистора из закрытого состояния в открытое и наоборот производится достаточно быстро (рис. 3.37).

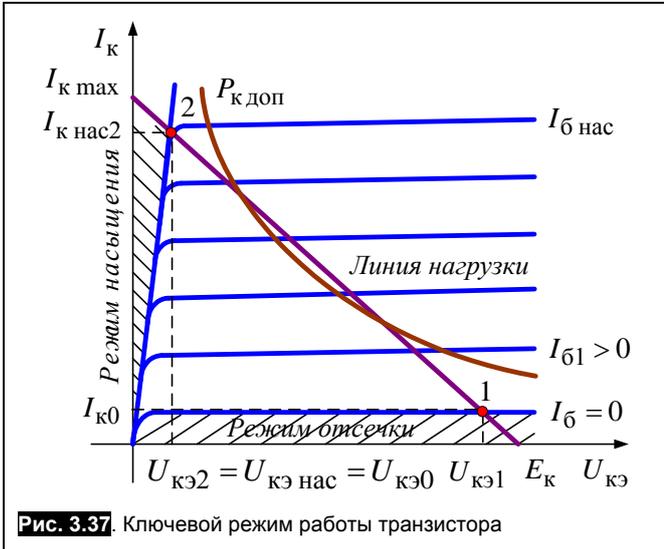


Рис. 3.37. Ключевой режим работы транзистора

Как уже было показано выше, транзистор в режиме отсечки можно представить в виде разомкнутого ключа, так как практически все напряжение источника питания падает между его эмиттером и коллектором, а ток коллектора I_K близок к нулю. Входное напряжение $U_{ВХ}$ приложено к эмиттерному переходу транзистора в запирающем направлении (рис. 3.38).

В режиме насыщения во входной цепи транзистора протекает достаточно большой ток базы, при котором ток коллектора достигает максимального значения $I_{Кнас2}$, близкого к $I_{Кmax}$ – максимально возможному току в цепи источника питания. При этом напряжение

транзистора имеет минимальное значение $U_{КЭ0}$, близкое к нулю, что позволяет представить транзистор в виде замкнутого ключа. Отсюда и название этого режима работы – ключевой. В режиме насыщения напряжение на коллекторном переходе $U_{бк}$ может быть определено:

$$U_{бк} = -E_K + I_K R_K + U_{бэ}. \quad (3.54)$$

В обычном режиме напряжение $U_{бк}$ смещает коллекторный переход в обратном направлении, т.е. $U_{бк} < 0$.

Учитывая то, что в режиме насыщения $U_{бэ} \approx 0$, третьим слагаемым в выражении (3.32) можно пренебречь. Тогда при достаточно большом базовом токе I_B , ток коллектора $I_K = \beta I_B$, где β – коэффициент передачи по току, может достичь величины, при которой

$$I_K R_K \geq E_K. \quad (3.55)$$

При выполнении этого условия знак $U_{бк}$ в выражении (3.54) изменится на противоположный: $U_{бк} > 0$, т.е. коллекторный переход будет смещен в прямом направлении, так же как и эмиттерный. Минимальное значение базового тока, при котором выполняется условие (3.55), называется *током насыщения* $I_{бнас}$. Выражение (3.55) называют *критерием насыщения* транзистора.

Чем больше базовый ток значения $I_{бнас}$, тем глубже насыщение транзистора, тем больше заряд инжектированных из эмиттера носителей накапливается в базе. Относительное значение этого превышения называется *степенью насыщения* N транзистора:

$$N = \frac{I_B - I_{бнас}}{I_{бнас}}. \quad (3.56)$$

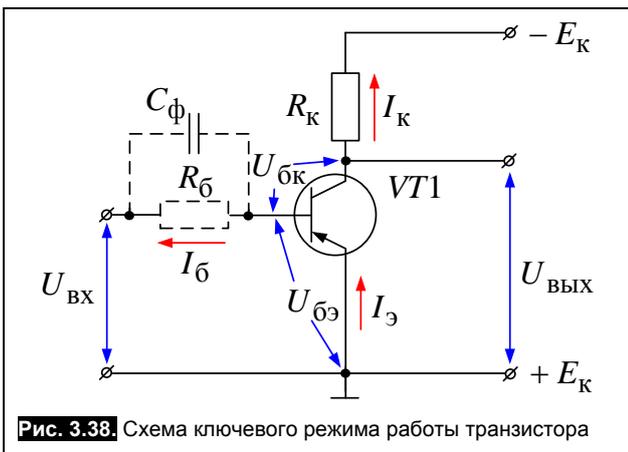


Рис. 3.38. Схема ключевого режима работы транзистора

Чем больше базовый ток значения $I_{бнас}$, тем глубже насыщение транзистора, тем больше заряд инжектированных из эмиттера носителей накапливается в базе. Относительное значение этого превышения называется *степенью насыщения* N транзистора:

Рассмотрим переходный процесс переключения транзистора. Пусть на вход транзистора подан сигнал (рис. 3.39). На интервале $0 \dots t_1$ эмиттерный переход смещен в прямом направлении и по нему протекает базовый ток I_B . При этом ток в коллекторной цепи начнет протекать с задержкой на время t_3 , которое требуется инжектируемым в базу носителям для прохождения расстояния, равного ширине базовой области.

Затем коллекторный ток нарастает постепенно в течение времени $t_{\phi 1}$, что связано с процессом накопления носителей в базе. После окончания входного импульса в точке t_1 входной сигнал меняет полярность; эмиттерный переход смещается в обратном направлении и инжекция носителей в базу прекращается. Но поскольку в базе был накоплен некоторый заряд носителей, то ток коллектора еще в течение времени t_p будет поддерживаться, а затем снижаться до нуля в течение времени $t_{\phi 2}$. Время t_p называют *временем рассасывания* неосновных носителей в зоне базы. Таким образом, импульс коллекторного тока существенно отличается от входного импульса в первую очередь тем, что имеет заметные фронты нарастания и спада.

Фронт спада коллекторного тока в основном определяется степенью насыщения транзистора. Поэтому с целью избегания глубокого насыщения в цепь базы обычно вводят ограничительное сопротивление R_B (рис. 3.38). А с целью уменьшения времени включения $t_{\phi 1}$ это ограничительное сопротивление шунтируют конденсатором C_ϕ , который в первый момент времени шунтирует сопротивление R_B и поэтому обеспечивает быстрое нарастание базового, а следовательно, и коллекторного тока I_K . Затем, когда он зарядится от источника входного сигнала, ток базы потечет уже через ограничительное сопротивление R_B и будет ограничен рост тока I_B и, следовательно, степень насыщения транзистора. Конденсатор C_ϕ поэтому называют *форсирующим* (ускоряющий процесс включения транзистора).

Рассмотрим диаграмму, отражающую величину потерь в транзисторе, работающем в ключевом режиме. На рис. 3.40, а представлена форма входного импульса (ток базы I_B). На рис. 3.40, б упрощенно изображена форма импульса коллекторного тока I_K .

Для простоты будем считать, что ток базы I_B нарастает в течение фронта $t_{\phi 1}$ линейно до величины $I_{K \max}$ и в течение фронта $t_{\phi 2}$ спадает до величины обратного тока коллекторного перехода I_{K0} . На рис. 3.41, в показано изменение напряжения на коллекторе U_K от максимального значения, приблизительно равного E_K , до минимального значения U_{K0} .

На рис. 3.40, г представлена мощность P , рассеиваемая на транзисторе:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\phi 1}} u_{кэ} i_k dt + \frac{1}{T} \int_{t_{\phi 1}}^{t_{\text{и}}} U_{к0} I_{к \max} dt + \frac{1}{T} \int_{t_{\text{и}}}^{t_{\phi 2}} u_{кэ} i_k dt + \frac{1}{T} \int_{t_{\phi 2}}^{t_{\text{п}}} E_K I_{к0} dt, \quad (3.57)$$

где T – период следования импульсов; $t_{\phi 1}$ и $t_{\phi 2}$ – длительность фронта нарастания и спада тока; $u_{кэ}$ и i_k – мгновенное значение тока и напряжения в течение фронтов нарастания и спада, $t_{\text{и}}$ – длительность импульса коллекторного тока; $t_{\text{п}}$ – длительность паузы между импульсами.

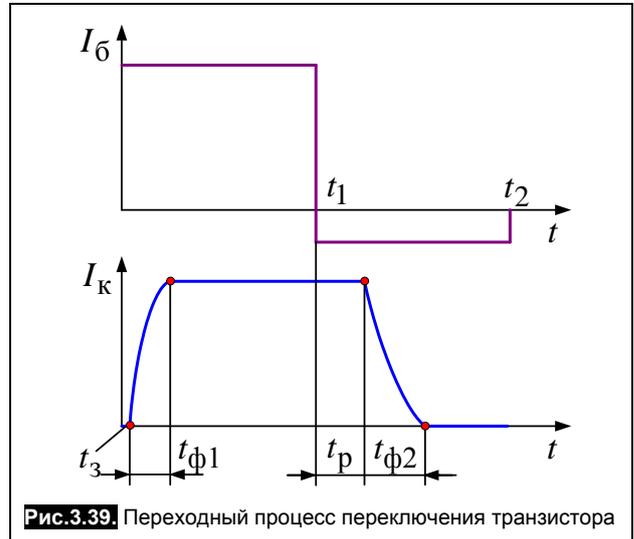


Рис. 3.39. Переходный процесс переключения транзистора

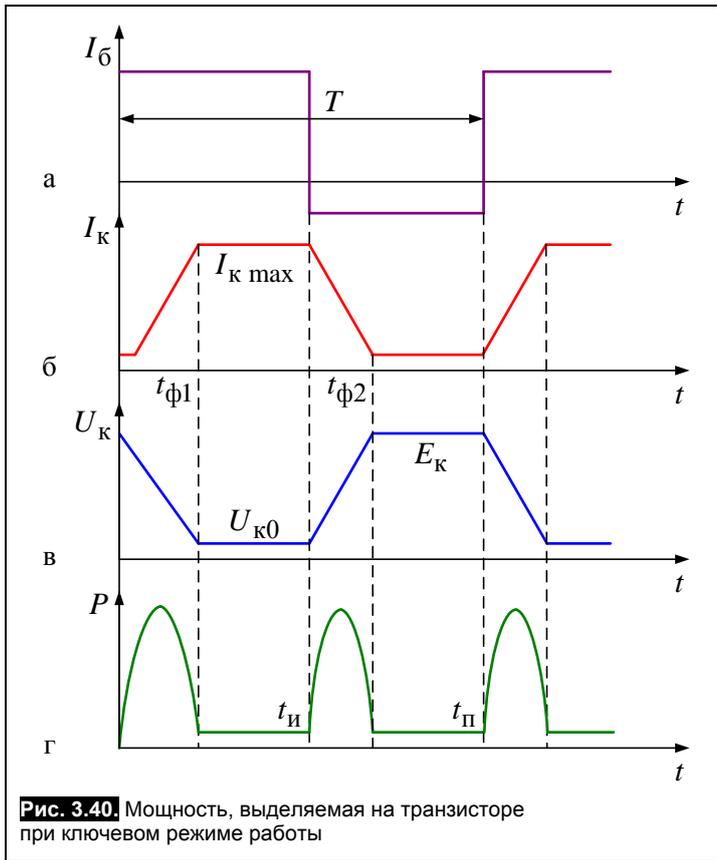


Рис. 3.40. Мощность, выделяемая на транзисторе при ключевом режиме работы

Из выражения (3.57) следует, что второе слагаемое, несмотря на большую величину $I_{к\max}$, исчезающе мало, так как $U_{к0} \approx 0$. То же можно сказать и о четвертом слагаемом, которое очень мало из-за того, что $I_{к0} \approx 0$. Таким образом получается, что мощность, рассеиваемая на транзисторе, работающем в ключевом режиме, а следовательно и нагрев транзистора, в основном определяется длительностью фронтов, $t_{\phi 1}$ и $t_{\phi 2}$ и, частотой следования импульсов $f = \frac{1}{T}$. Потери мощности на транзисторе, обусловленные указанными причинами, называются *динамическими потерями* или *потерями на переключениях*. С целью снижения этих потерь следует уменьшать длительность фронтов нарастания и спада тока транзистора. Для этого служат так называемые *форсирующие цепи*, которые принудительно ускоряют процесс нарастания и спада тока. В ключевом режиме КПД оказывается

очень высоким, близким к 100 %. Этот режим преимущественно используется в силовых транзисторах, работающих в схемах бесконтактных прерывателей постоянного и переменного тока.

Выводы:

1. КПД усилительного каскада определяется режимом работы транзистора и связан с углом отсечки.
2. Различают режимы работы транзистора с отсечкой выходного тока (A, B, C, D) и без отсечки (A), когда выходной ток протекает в течение всего периода входного сигнала.
3. Усилительный каскад, работающий с отсечкой выходного тока, имеет наибольший КПД.

3.12. Влияние температуры на работу усилительных каскадов

Транзисторы установленные в электронной аппаратуре, во время работы подвергаются нагреванию как за счет собственного тепла, выделяющегося при протекании по ним тока, так и за счет внешних источников тепла, например, расположенных рядом нагревающихся деталей. Как уже указывалось

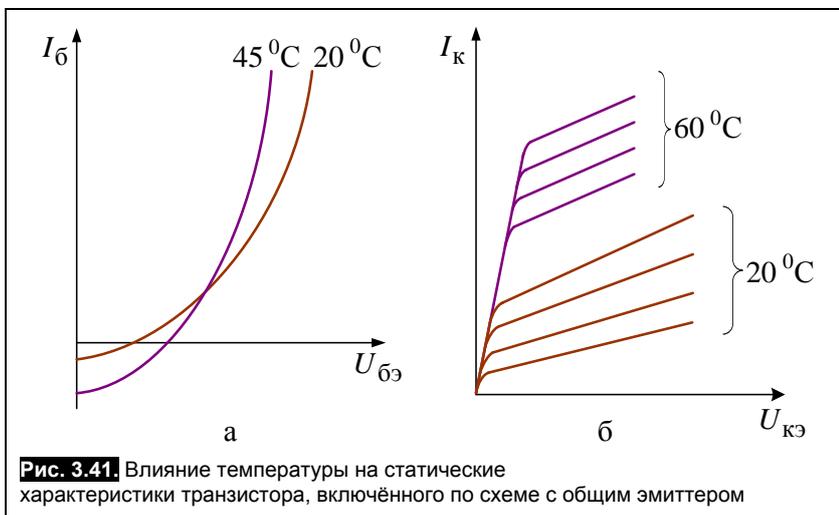


Рис. 3.41. Влияние температуры на статические характеристики транзистора, включённого по схеме с общим эмиттером

выше, изменение температуры оказывает значительное влияние на работу полупроводниковых приборов. В этом отношении не составляют исключения и транзисторы. В качестве иллюстрации этого приведем пример изменения под действием температуры входных и выходных статических характеристик транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером (**рис. 3.41**).

Расчеты показывают, что при таком значительном изменении характеристик, а с ними и параметров, работа усилитель-

ного каскада в условиях меняющейся температуры может стать совершенно неудовлетворительной. Для устранения этого недостатка в схемы усилителей вводится температурная стабилизация. В первую очередь это касается стабилизации положения начальной рабочей точки. Наибольшее распространение для этой цели получили две схемы стабилизации: эмиттерная стабилизация и коллекторная стабилизация.

3.12.1. Схема эмиттерной стабилизации

В схеме усилительного каскада на рис. 3.42 в цепь эмиттера включено сопротивление R_3 , шунтированное конденсатором C_3 . Для создания смещения здесь используется делитель напряжения $R1-R2$. В соответствии с выбранным положением начальной рабочей точки, определяемой напряжением смещения, в коллекторной цепи транзистора протекает начальный коллекторный ток $I_{к0}$. Этот ток создает на эмиттерном сопротивлении R_3 падение напряжения:

$$U_{R_3} = I_{к0} R_3. \quad (3.58)$$

Полярность этого падения напряжения направлена навстречу падению напряжения на сопротивлении R_2 делителя напряжения, создающего напряжение смещения. Поэтому результирующее напряжение, определяющее смещение рабочей точки составляет:

$$U_{бэ0} = U_{R_2} - U_{R_3} = I_{д} R_2 - I_{к0} R_3. \quad (3.59)$$

При повышении температуры транзистора его начальный коллекторный ток $I_{к0}$ возрастает, и следовательно возрастает второе слагаемое в (3.59). Это приводит к снижению величины напряжения на базе $U_{бэ0}$ и к уменьшению тока базы смещения $I_{б см}$ и к снижению начального коллекторного тока $I_{к0}$. То есть в данной схеме имеет место передача части энергии усиленного сигнала из выходной цепи усилителя во входную, что называется *обратной связью*.

Если подаваемый с выхода на вход усилителя сигнал обратной связи находится в противофазе с входным, ослабляет его, то такая обратная связь называется отрицательной, а если наоборот, сигнал обратной связи находится в фазе с входным сигналом и усиливает его, то такая обратная часть называется положительной.

В нашем случае сигнал обратной связи U_{R_3} вычитается из напряжения U_{R_2} , приложенного к входу усилителя, то есть обратная связь здесь отрицательная, а поскольку сигнал обратной связи $U_{R_3} = I_{к0} R_3$ пропорционален выходному (коллекторному) току, то такая обратная связь называется обратной связью по току. Легко показать, что отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент усиления усилителя, но зато стабилизирует его начальную рабочую точку. Для того чтобы усиленный полезный сигнал (сигнал переменного тока) не ослаблялся под действием вводимой обратной связи, параллельно сопротивлению обратной связи R_3 включается конденсатор C_3 . Имея малое сопротивление по переменной составляющей, он пропускает ее через себя, а постоянная составляющая $I_{к0}$ протекает через R_3 . Поэтому в сигнале обратной связи нет падения напряжения от переменной составляющей, и следовательно не будет уменьшаться коэффициент усиления.

3.12.2. Схема коллекторной стабилизации

В этой схеме (рис. 3.43, а) стабилизация осуществляется введением отрицательной обратной связи по напряжению. Действительно, при повышении температуры возрастает начальный ток кол-

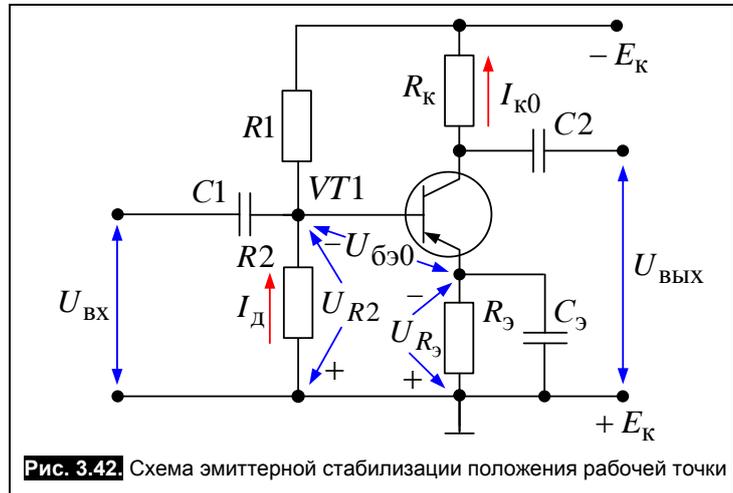


Рис. 3.42. Схема эмиттерной стабилизации положения рабочей точки

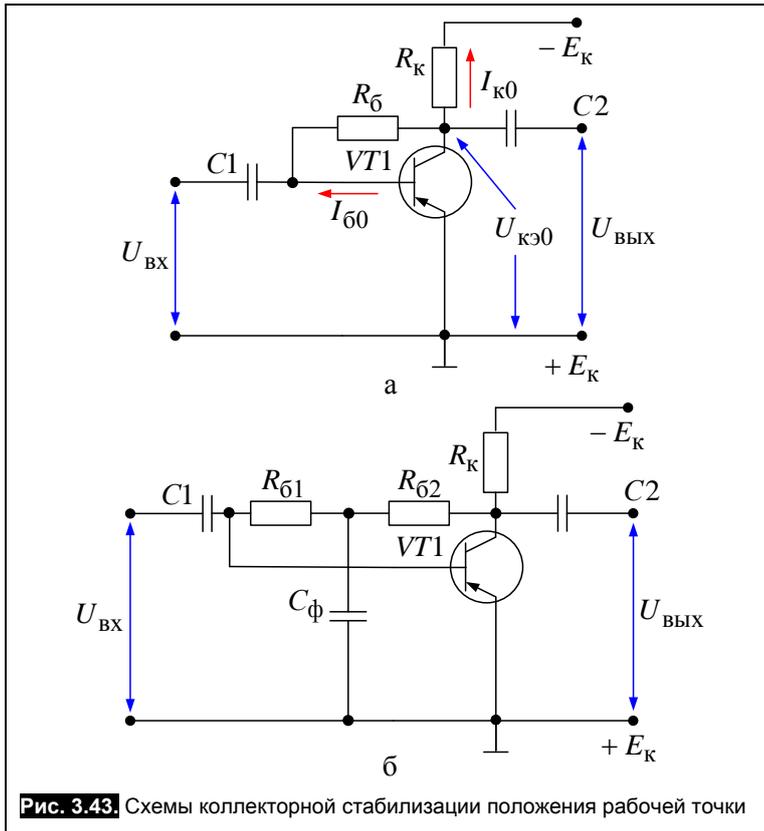


Рис. 3.43. Схемы коллекторной стабилизации положения рабочей точки

лктора $I_{к0}$. Это приводит к увеличению падения напряжения на сопротивлении $R_к$ и к уменьшению напряжения $U_{кэ0}$:

$$U_{кэ0} = E_к - I_{к0}R_к, \quad (3.60)$$

т.е. отрицательный потенциал коллектора относительно эмиттера будет уменьшаться; а поскольку он через резистор $R_б$ приложен к базе транзистора, то и отрицательный потенциал базы относительно эмиттера будет уменьшаться, т.е. будет снижаться начальный базовый ток (ток смещения), а начальный коллекторный ток вернется к прежнему значению.

Здесь, так же как и в предыдущей схеме под действием сигнала обратной связи стабилизируется начальный коллекторный ток $I_{к0}$. Чтобы при этом не снижать коэффициент усиления по переменной составляющей и не ослаблять полезный сигнал, в схему вводят конденсатор $C_ф$ (рис. 3.43, б).

В этом случае резистор $R_б$ заменяют двумя резисторами $R_{б1}$ и $R_{б2}$. Переменная, составляющая коллекторного напряжения, замыкается через конденсатор $C_ф$ и практически не оказывает влияние на напряжение $U_{бэ}$ транзистора, а следовательно и на коэффициент усиления полезного сигнала.

3.13. Составной транзистор

Составным транзистором называется соединение двух и более транзисторов, эквивалентное одному транзистору, но с большим коэффициентом усиления или другими отличительными свойствами. Известно несколько схем составного транзистора.

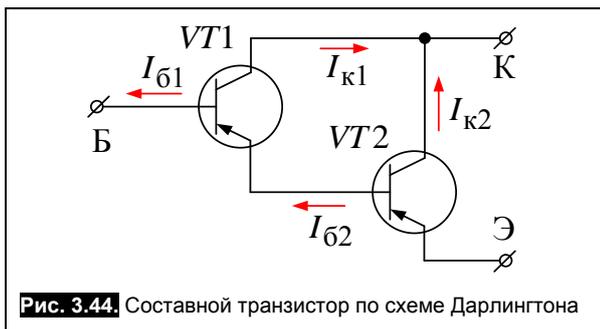


Рис. 3.44. Составной транзистор по схеме Дарлингтона

1. *Схема Дарлингтона.* Она характеризуется тем, что входные цепи всех входящих в нее транзисторов соединены последовательно, а выходные цепи – параллельно (рис. 3.44). Транзисторы $VT1$ и $VT2$, входящие в состав составного транзистора, можно представить в виде одного транзистора с выводами эмиттера (Э), базы (Б) и коллектора (К). Коллекторный ток составного транзистора равен сумме коллекторных токов, входящих в него транзисторов:

$$I_к = I_{к1} + I_{к2}. \quad (3.61)$$

Коллекторный ток транзистора $VT1$:

$$I_{к1} = \beta_1 I_{б1} = \beta_1 I_б, \quad (3.62)$$

где β_1 – коэффициент усиления по току транзистора $VT1$.

Коллекторный ток транзистора $VT2$:

$$I_{к2} = \beta_2 I_{б2}, \quad (3.63)$$

где β_2 – коэффициент усиления по току транзистора $VT2$, $I_{б2}$ – ток базы транзистора $VT2$.

Учитывая, что $I_{б2} = I_{к1} + I_б$, получаем

$$I_{к2} = \beta_2 (I_б + I_{к1}) = \beta_2 (I_б + \beta_1 I_б).$$

Коэффициент усиления по току составного транзистора:

$$\beta = \frac{I_K}{I_B} = \frac{I_{K1} + I_{K2}}{I_B}. \quad (3.64)$$

Подставляя сюда значения I_{K1} и I_{K2} , получаем

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1\beta_2. \quad (3.65)$$

Входное сопротивление составного транзистора

$$R_{BX} = R_{BX1} + R_{BX2}(\beta_1 + 1), \quad (3.66)$$

где R_{BX1} и R_{BX2} – входные сопротивления транзисторов $VT1$ и $VT2$, соответственно.

Выходное сопротивление составного транзистора

$$R_{ВЫХ} = \frac{R_{ВЫХ1}R_{ВЫХ2}}{R_{ВЫХ1} + R_{ВЫХ2}}, \quad (3.67)$$

где $R_{ВЫХ1}$ и $R_{ВЫХ2}$ – выходные сопротивления транзисторов $VT1$ и $VT2$, соответственно.

Очевидно, что мощность транзистора $VT2$ должна быть больше мощности транзистора $VT1$, т.к. $I_{K2} \gg I_{K1}$.

Следует отметить, что в схему составного транзистора Дарлингтона может быть включено и большее количество отдельных транзисторов.

2. Составной транзистор на комплементарных транзисторах (рис. 3.45) – транзисторах противоположных типов электропроводности $p-n-p$ и $n-p-n$. Эта схема составного транзистора эквивалентна эмиттерному повторителю – транзистору, включенному по схеме с общим коллектором. Он имеет большое входное сопротивление и малое выходное, что очень важно во входных каскадах усиления.

3. Составной транзистор, выполненный по так называемой каскодной схеме (рис. 3.46). Она характеризуется тем, что транзистор $VT1$ включен по схеме с общим эмиттером, а транзистор $VT2$ – по схеме с общей базой. Такой составной транзистор эквивалентен одиночному транзистору, включенному по схеме с общим эмиттером, но при этом он имеет гораздо лучшие частотные свойства и большую неискаженную мощность в нагрузке.

Выводы:

1. Соединение из двух или трёх транзисторов – составной транзистор – позволяет получить существенное увеличение коэффициента усиления по току или другие отличительные свойства по сравнению с одиночным транзистором.

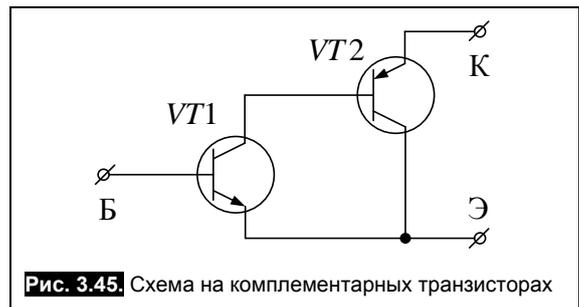


Рис. 3.45. Схема на комплементарных транзисторах

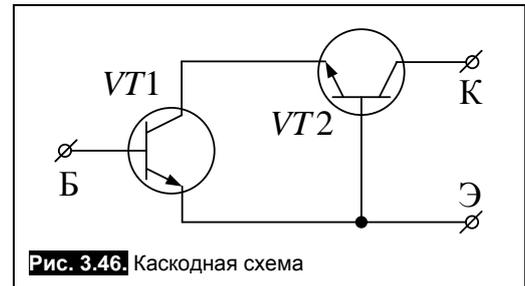


Рис. 3.46. Каскодная схема

3.14. Усилители постоянного тока

Усилителями постоянного тока называют такие устройства, которые могут усиливать медленно изменяющиеся электрические сигналы, то есть они способны усиливать и переменные и постоянные составляющие входного сигнала. Усилители постоянного тока имеют много разновидностей (дифференциальные, операционные, усилители с преобразованием входного сигнала и др.). Поскольку такие устройства пропускают наряду с переменной составляющей еще и постоянную, то отдельные каскады должны быть связаны между собой либо непосредственно, либо через резисторы, но не через разделительные конденсаторы или трансформаторы, которые не пропускают постоянную составляющую. Основную проблему усилителей постоянного тока представляет дрейф нуля – отклонение напряжения на выходе усилителя от начального (нулевого) значения при отсутствии входного сигнала. Основной причиной этого явления являются температурная и временная нестабильность параметров активных элементов схемы усилителя, резисторов, а также источников питания. Одним из возможных путей уменьшения дрейфа нуля является использование дифференциальных усилителей.

3.14.1. Дифференциальные усилители

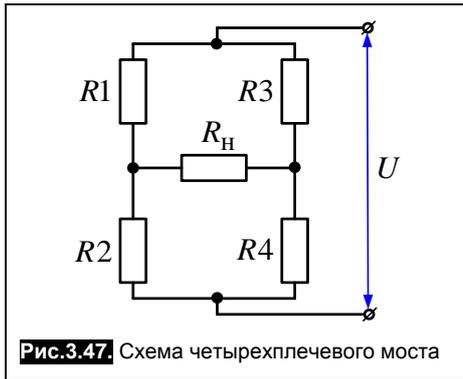


Рис.3.47. Схема четырехплечевого моста

Принцип работы дифференциального усилителя поясним на примере четырехплечевого моста (рис. 3.47), выполненного на резисторах R_1, R_2, R_3, R_4 . В одну диагональ включен источник U , а в другую – сопротивление нагрузки R_H . Если выполняется условие

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}, \quad (3.68)$$

то мост сбалансирован, и ток в R_H будет равен нулю. Баланс не нарушится, если будут меняться напряжение U и сопротивление резисторов плеч моста, но при условии, что соотношение (3.68) сохранится.

На рис. 3.48 представлена схема простейшего дифференциального усилителя. Очевидно, что она аналогична схеме моста на рис. 3.47, если R_2 и R_4 заменить транзисторами VT_1 и VT_2 и считать, что $R_1 = R_{K1}, R_3 = R_{K2}$.

Сопротивления R_{K1} и R_{K2} выбирают равными, а транзисторы VT_1 и VT_2 – идентичными. Тогда при отсутствии входного сигнала $U_{ВЫХ12}$ также равно нулю. Температурное воздействие будет одинаковое на оба идентичных транзистора, поэтому, хотя их параметры и изменятся, но одинаково и в одну сторону, что не отразится на выходном сигнале, так как разность $U_{ВЫХ1}$ и $U_{ВЫХ2}$ останется неизменной. Если на входы схемы $U_{ВХ1}$ и $U_{ВХ2}$ подать одинаковые сигналы по величине и фазе, называемые *синфазными*, то токи обоих транзисторов будут изменяться на одинаковую величину, соответственно будут изменяться напряжения $U_{ВЫХ1}$ и $U_{ВЫХ2}$, а напряжение $U_{ВЫХ12}$ по прежнему будет сохраняться равным нулю. Если на входы

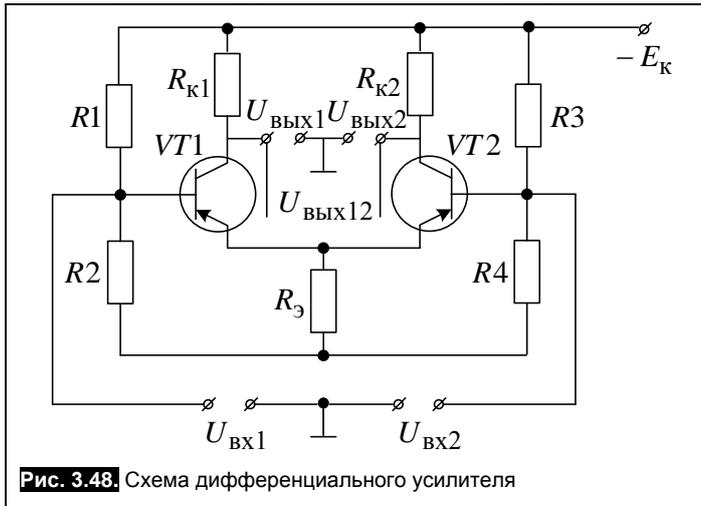


Рис. 3.48. Схема дифференциального усилителя

подать одинаковые по величине, но сдвинутые по фазе на 180° сигналы, называемые *дифференциальными*, то возрастание тока в одном плече будет сопровождаться уменьшением тока в противоположном, вследствие чего появится напряжение на дифференциальном выходе $U_{ВЫХ12}$. Изменение температуры, паразитные наводки, старение элементов и др. можно рассматривать как синфазные входные воздействия. Исходя из этого дифференциальный каскад обладает очень высокой устойчивостью работы и малочувствителен к помехам.

Выводы:

1. Дифференциальные усилители предназначены для усиления сколь угодно медленно изменяющихся во времени сигналов, частотный диапазон которых начинается от 0 Гц.
2. Дифференциальный усилитель: имеет следующие достоинства: малый дрейф нуля; высокая степень подавления синфазных помех.
3. Недостатки дифференциального усилителя: требует двухполярного источника питания; необходима очень высокая симметрия схемы.

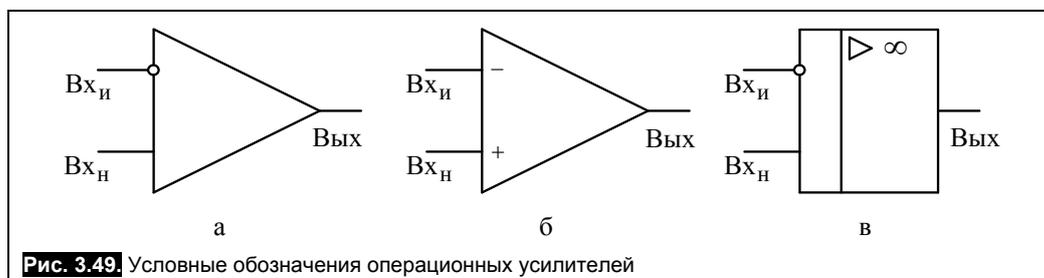
3.14.2. Операционный усилитель

Операционным усилителем называют усилитель постоянного тока, предназначенный для выполнения различного рода операций над аналоговыми сигналами при работе в схемах с отрицательной обратной связью.

Операционные усилители обладают большим и стабильным коэффициентом усиления напряжения, имеют дифференциальный вход с высоким входным сопротивлением и несимметричный выход с

низким выходным сопротивлением, малым дрейфом нуля. То есть под операционным усилителем понимают высококачественный универсальный усилитель.

Условные обозначения операционных усилителей приведены на **рис. 3.49**. Один из входов, обозначенный знаком «+», называют *неинвертирующим* (прямым), так как сигнал на выходе и сигнал на этом входе имеют одинаковую полярность. Второй вход, обозначенный знаком «-» (его также обозначают знаком инверсии «o»), называют *инвертирующим*, так как сигнал на выходе по отношению к сигналу на этом входе имеет противоположную полярность. Помимо трех сигнальных контактов (двух входных и одного выходного) операционный усилитель содержит дополнительные контакты (обычно число контактов составляет 14 или 16).



Параметры операционного усилителя характеризуют его эксплуатационные возможности. Основными параметрами являются:

1. *Коэффициент усиления напряжения без обратной связи* K_u , показывающий, во сколько раз напряжение на выходе превышает напряжение сигнала, поданного на дифференциальный вход. Типовое значение $K_u = 10^5 \dots 10^6$.

2. *Коэффициент ослабления синфазного сигнала* $K_{осл\ сф}$, показывающий, во сколько раз дифференциальный сигнал сильнее синфазного. Данный параметр определяется свойствами входного дифференциального каскада и составляет 80...100 дБ.

3. *Напряжение смещения нуля* $U_{см}$, представляющее собой постоянное напряжение определенной полярности, которое необходимо подать на вход при отсутствии входного сигнала, для того чтобы напряжение на выходе стало равным нулю. Наличие отклонения выходного напряжения от нуля обусловлено, хотя и малым, но неизбежным дисбалансом плеч дифференциального каскада. Практически $U_{см} = 5 \dots 20$ мВ.

4. *Температурный дрейф напряжения смещения* $TKU_{см} = \frac{\Delta U_{см}}{\Delta T}$, характеризует изменение напряжения $U_{см}$ при изменении температуры и составляет $1 \div 30 \frac{\text{мкВ}}{^\circ\text{C}}$.

5. *Входное сопротивление для дифференциального* $R_{вх\ диф}$ сигнала. Измеряется со стороны любого входа в то время, когда другой вход соединен с общим выводом. Величина $R_{вх\ диф}$ лежит в пределах сотен кОм – единиц МОм.

6. *Входное сопротивление для синфазного* $R_{вх\ сф}$ сигнала. Измеряется между соединенными вместе входами операционного усилителя и корпусом. Данное сопротивление на несколько порядков больше, чем сопротивление для дифференциального сигнала.

7. *Выходное сопротивление* $R_{вых}$. Величина выходного сопротивления для операционного усилителя составляет десятки – сотни Ом.

3.14.3. Схемотехника операционных усилителей

В состав операционных усилителей входит несколько каскадов. Наиболее простое схемное решение имеет операционный усилитель К140УД1 (**рис. 3.50**), изготовленный на кремниевой пластине размером 1,1×1,1 мм и содержащий 9 транзисторов. Данная схема обеспечивает сравнительно невысокий коэффициент усиления $K_u = 2000$, дает ослабление синфазного сигнала $K_{осл\ сф} = 60$ дБ и имеет невысокое входное сопротивление $R_{вх} = 4$ кОм.

Последующие разработки позволили улучшить параметры операционного усилителя за счет усложнения схемы. Так, например, в К140УД7 входное сопротивление составляет 400 кОм при входном токе 200 нА, коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{осл\ cф} = 70$ дБ.

Промышленностью выпускается большое разнообразие операционных усилителей, которые разделяют на две группы: общего и частного применения. Операционные усилители частного применения разделяют на быстродействующие (скорость нарастания выходного напряжения $V_u = 50 \dots 70 \frac{В}{мкс}$), прецизионные (обладают высоким $K_u = 2000$, высоким $K_{осл\ cф} = 120$ дБ, малым $U_{см} = 1$ мВ), микромощные (питаются от источников ± 3 В и ± 6 В и потребляют ток менее 1 мА), мощные (обеспечивают выходной ток до 1 А) и высоковольтные.

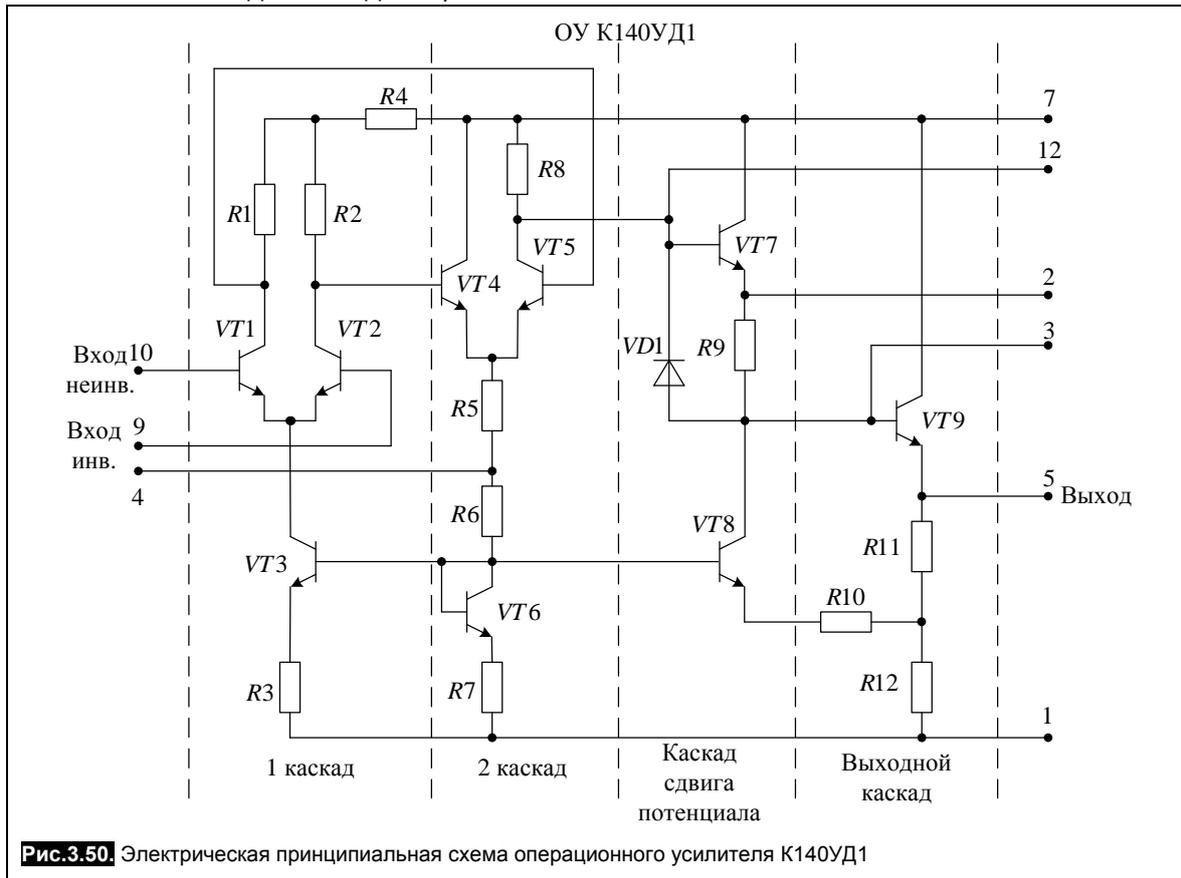


Рис.3.50. Электрическая принципиальная схема операционного усилителя К140УД1

3.14.4. Основные схемы на операционных усилителях

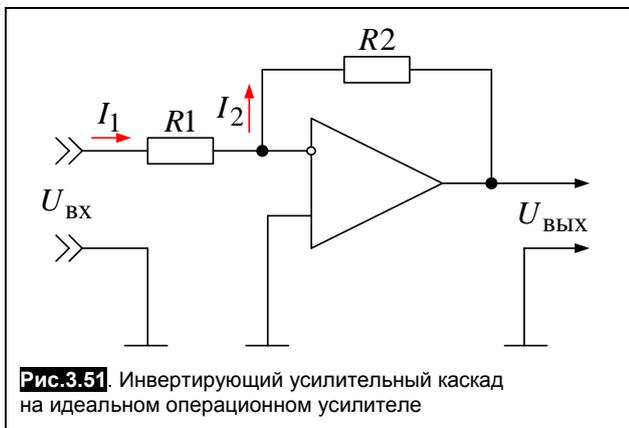


Рис.3.51. Инвертирующий усилительный каскад на идеальном операционном усилителе

Вид выполняемых операционными усилителями операций определяется внешними по отношению к нему элементами. От параметров операционного усилителя зависит только точность выполняемых операций. Рассмотрим наиболее распространенные схемы на основе операционного усилителя.

Инвертирующий усилитель. На рис. 3.51 изображена схема инвертирующего усилителя на идеальном операционном усилителе, который осуществляет усиление аналоговых сигналов с поворотом фазы на 180° .

Во входной цепи протекает переменный ток, действующее значение которого равно

$$I_1 = -I_2 = \frac{U_{ВХ}}{R1} = -\frac{U_{ВЫХ}}{R2}, \quad (3.69)$$

т.к. идеальный операционный усилитель имеет бесконечно большое входное сопротивление.

Тогда $U_{ВЫХ} = -U_{ВХ} \frac{R2}{R1}$. Следовательно,

коэффициент усиления схемы: $K_u = -\frac{R2}{R1}$. (3.70)

Отсюда следует, что K_u определяется внешними резисторами $R1$ и $R2$. В современных операционных усилителях $R_{ВХ}$ и K_u достаточно велики, поэтому расчет по выражению (3.70) обеспечивает достаточную точность при практических расчетах.

Неинвертирующий усилитель. На рис. 3.52 изображена неинвертирующая схема на операционном усилителе. В этой схеме входной сигнал подается на неинвертирующий вход, а напряжение обратной связи на инвертирующий.

Величина напряжения обратной связи:

$$U_{оос} = U_{ВЫХ} \frac{R1}{R1 + R2}. \quad (3.71)$$

Так как коэффициент усиления достаточно высок, можно считать, что $U_{ВХ} \cong U_{оос}$, тогда коэффициент усиления схемы:

$$K_u = 1 + \frac{R2}{R1}. \quad (3.72)$$

Если $R2 = 0$, то $K_u = 1$, то схема неинвертирующего усилителя превращается в повторитель напряжения с высоким входным и низким выходным сопротивлением (рис. 3.53).

Логарифмирующий усилитель получается в том случае, когда вместо резистора $R2$ в цепь обратной связи включают полупроводниковый диод (рис. 3.54). При этом постоянный ток во входной цепи равен:

$$I_1 = \frac{U_{ВХ}}{R}. \quad (3.73)$$

Постоянный ток через диод равен:

$$I_2 = I_0 e^{\frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}}. \quad (3.74)$$

Так как $I_1 = I_2$, то $\frac{U_{ВХ}}{R} = I_0 e^{\frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}}$, отсюда выходное напряжение

$$U_{ВЫХ} = -U_{ВХ} \ln\left(\frac{U_{ВХ}}{RI_0}\right). \quad (3.75)$$

Из выражения (3.75) следует, что выходное напряжение пропорционально логарифму входного постоянного напряжения.

Интегрирующий усилитель получается в том случае, когда вместо резистора $R2$ в цепь обратной связи включен конденсатор $C1$ (рис. 3.55).

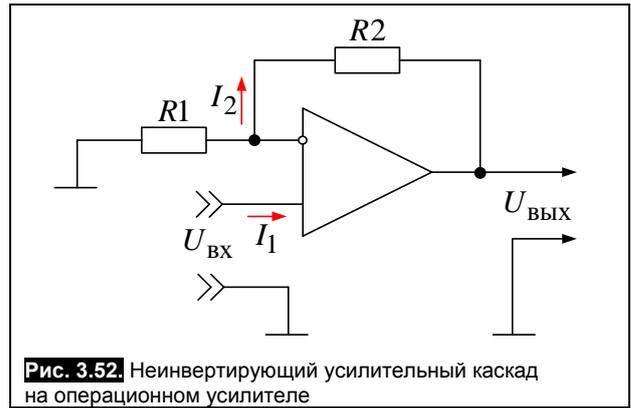


Рис. 3.52. Неинвертирующий усилительный каскад на операционном усилителе

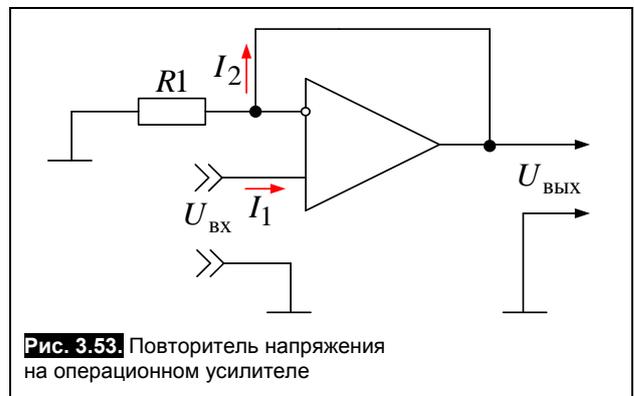


Рис. 3.53. Повторитель напряжения на операционном усилителе

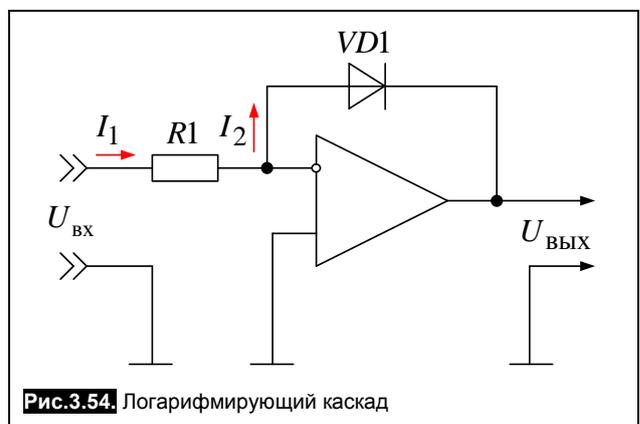
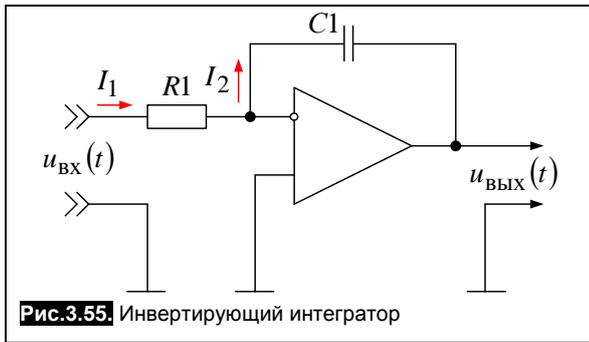


Рис. 3.54. Логарифмирующий каскад



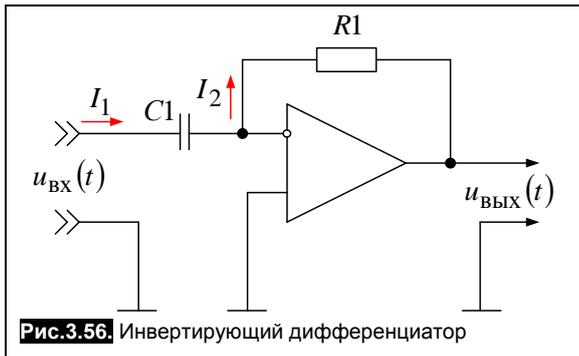
$$\text{В этом случае } I_1 = \frac{u_{\text{ВХ}}(t)}{R1}, I_2 = -C1 \frac{du_{\text{ВЫХ}}(t)}{dt}.$$

Так как $I_1 = I_2$, то $VT1$.

Отсюда

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = -\frac{1}{R1C1} \int u_{\text{ВХ}}(t) dt. \quad (3.76)$$

Дифференцирующий усилитель получается в том случае, когда резистор $R1$ и конденсатор $C1$ поменять местами (рис. 3.56).



$$\text{При этом } I_1 = C1 \frac{du_{\text{ВХ}}(t)}{dt}; I_2 = -\frac{u_{\text{ВЫХ}}(t)}{R1}.$$

$$\text{Так как } I_1 = I_2, \text{ то } C1 \frac{du_{\text{ВХ}}(t)}{dt} = -\frac{u_{\text{ВЫХ}}(t)}{R1}.$$

$$\text{Отсюда } u_{\text{ВЫХ}}(t) = -R1C1 \frac{du_{\text{ВХ}}(t)}{dt}. \quad (3.77)$$

Выводы:

1. Операционные усилители в настоящее время находят широкое применение при разработке различных аналоговых и импульсных электронных устройств. Это связано с тем, что введя цепи операционного усилителя различные линейные и нелинейные устройства, можно получить узлы с требуемым алгоритмом преобразования входного сигнала.

2. Поскольку все операции, выполняемые при помощи операционных усилителей, могут иметь нормированную погрешность, то к его характеристикам предъявляются определённые требования. Эти требования в основном сводятся к тому, чтобы операционный усилитель как можно ближе соответствовал идеальному источнику напряжения, управляемому напряжением с бесконечно большим коэффициентом усиления. Это означает, что входное сопротивление $R_{\text{ВХ}}$ должно быть равно бесконечности (следовательно, входной ток равен нулю); выходное сопротивление $R_{\text{ВЫХ}}$ должно быть равно нулю, следовательно, нагрузка не должна влиять на выходное напряжение; частотный диапазон от постоянного напряжения до очень высокой частоты.

3. В настоящее время операционные усилители выполняют роль многофункциональных узлов при реализации разнообразных устройств электроники различного назначения.

Контрольные вопросы

1. Охарактеризуйте режимы работы биполярного транзистора.
2. Каким образом в транзисторе происходит усиление электрических колебаний по мощности?
3. Охарактеризуйте схемы включения биполярного транзистора.
4. Нарисуйте и объясните семейство выходных характеристик транзистора в схеме с общей базой.
5. Нарисуйте и объясните семейство выходных характеристик транзистора в схеме с общим эмиттером.
6. Как влияет температура на характеристики транзистора?
7. Поясните, как определяются h -параметры по характеристикам транзистора?
8. Какие существуют эквивалентные схемы транзистора?
9. Охарактеризуйте режимы работы усилительных каскадов.
10. Нарисуйте и объясните временные диаграммы работы транзистора в ключевом режиме.
11. Чем ограничивается быстродействие транзистора при работе в ключевом режиме?
12. Что такое динамические потери при работе транзистора в ключевом режиме?
13. Что представляет собой дифференциальный каскад усиления?
14. Что такое составной транзистор?

4. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Полевой транзистор – это полупроводниковый прибор, усилительные свойства которого обусловлены потоком основных носителей заряда, протекающим через проводящий канал и управляемым электрическим полем. Т.к. в создании электрического тока участвуют только основные носители заряда, то полевые транзисторы иначе называют *униполярными* транзисторами.

Полевые транзисторы разделяют на два вида:

- полевые транзисторы с управляющим *p-n*-переходом;
- полевые транзисторы с изолированным затвором.

Конструктивно полевые транзисторы оформляются в металлических, пластмассовых или керамических корпусах, их конструкции практически не отличаются от конструкций биполярных транзисторов. На **рис. 4.1.** представлены конструкции некоторых полевых транзисторов.



Рис.4.1. Конструкции полевых транзисторов

4.1. Полевой транзистор с управляющим *p-n*-переходом

*Полевой транзистор с управляющим *p-n*-переходом* – это полевой транзистор, управление потоком основных носителей в котором происходит с помощью выпрямляющего электрического перехода, смещенного в обратном направлении.

Рассмотрим принцип действия полевого транзистора (**рис. 4.2**). Он представляет собой монокристалл полупроводника *n*-типа проводимости; по его торцам методом напыления сформированы электроды, а посередине, с двух сторон, созданы две области противоположного типа проводимости и тоже с электрическими выводами от этих областей. Тогда на границе раздела областей с различным типом проводимости возникнет *p-n*-переход. Электрические выводы от торцевых поверхностей полупроводника называют *истоком* (И) и *стоком* (С), а вывод от боковой поверхности противоположного типа проводимости назовем *затвором* (З).

Подключим внешние источники $U_{зи}$ и $U_{си}$ так, чтобы источник $U_{зи}$ – источник входного сигнала смещал *p-n*-переход в обратном направлении, а в цепь источника $U_{си}$ введем сопротивление нагрузки R_H . Под действием напряжения этого источника между торцевыми поверхностями полупроводника потечет ток основных носителей заряда. Образуется так называемый *токопроводящий канал*. Площадь поперечного сечения этого канала, а следовательно и его сопротивление, зависит от ширины *p-n*-перехода. Изменяя величину напряжения источника $U_{зи}$, меняем обратное напряжение

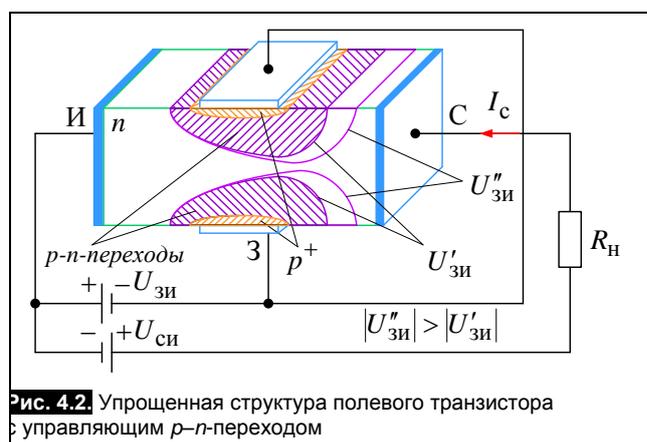


Рис. 4.2. Упрощенная структура полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом

на *p-n*-переходе, а значит и его ширину. При увеличении этого напряжения ширина *p-n*-перехода возрастает, а поперечное сечение канала между истоком и стоком уменьшается. Можно подобрать такую величину напряжения на затворе, при котором *p-n*-переход полностью перекроет канал, и ток в цепи нагрузки прекратится. Это напряжение называют *напряжением отсечки*. Таким образом, в цепи мощного источника $U_{си}$ протекает ток стока I_c , величина которого зависит от величины управляющего сигнала – напряжения источника $U_{зи}$ и повторяет все изменения этого сигнала. Падение напряжения на сопротивлении нагрузки при протекании тока I_c является выходным сигналом, мощность которого значительно больше мощности, затраченной во входной цепи.

Принципиальным отличием полевого транзистора от биполярного является то, что источник входного сигнала подключен к $p-n$ -переходу в обратном, запирающем направлении, и следовательно входное сопротивление здесь очень большое, а потребляемый от источника входного сигнала ток очень маленький. В биполярном транзисторе управление осуществляется входным током, а в полевом транзисторе – входным напряжением. Следует отметить, что поскольку потенциал от истока к стоку возрастает, то соответственно возрастает и обратное напряжение на $p-n$ -переходе, а следовательно, и его ширина. Так же, как и биполярные транзисторы, полевые транзисторы могут быть разных типов. В рассматриваемом случае – полевой транзистор с каналом n -типа проводимости, и на принципиальных схемах он обозначается символом, представленным на **рис. 4.3, а**.

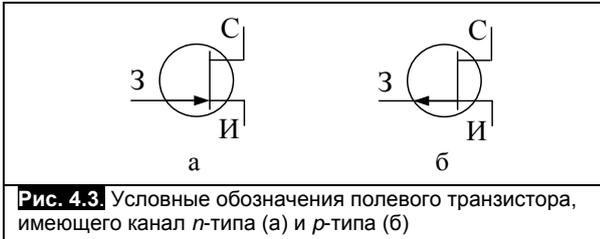


Рис. 4.3. Условные обозначения полевого транзистора, имеющего канал n -типа (а) и p -типа (б)

Если канал имеет проводимость p -типа, то его обозначение такое же, но стрелка затвора направлена в противоположную сторону (**рис. 4.3, б**).

Если полевой транзистор усиливает сигнал переменного тока, то в цепь затвора необходимо вводить смещение в виде источника ЭДС достаточной величины, чтобы суммарное напряжение на $p-n$ -переходе не изменяло свой знак на положительный, так как $p-n$ -переход в таком полевом транзисторе должен быть всегда смещен в обратном направлении. Тогда электрическое поле $p-n$ -перехода, поперечное по отношению к каналу, будет изменяться в точном соответствии с изменением входного сигнала, расширяя и сужая канал. В цепи стока появляется переменная составляющая тока, которая и будет представлять собой усиленный входной сигнал.

Выводы:

Выводы:

1. Полевой транзистор – это полупроводниковый прибор, усилительные свойства которого обусловлены потоком основных носителей заряда, протекающим через токопроводящий канал, и управляемым электрическим полем.
2. Полевой транзистор в отличие от биполярного иногда называют униполярным, т.к. его работа основана только на основных носителях заряда – либо электронах, либо дырках. Вследствие этого в полевом транзисторе отсутствуют процессы накопления и рассасывания объемного заряда неосновных носителей, оказывающих заметное влияние на быстродействие биполярного транзистора.
3. Основным процессом переноса носителей заряда, образующим ток полевого транзистора, является дрейф в электрическом поле. Проводящий слой, в котором создается рабочий ток полевого транзистора, называется токопроводящим каналом.

4.2. Схемы включения полевых транзисторов

Так же, как и биполярные транзисторы, полевые транзисторы могут иметь три схемы включения: с общим истоком, с общим стоком и с общим затвором. Схема включения определяется тем, какой из трех электродов транзистора является общим и для входной и выходной цепи. Очевидно, что рассмотренный нами пример (**рис. 4.2**) является схемой с общим истоком (**рис. 4.4, а**).

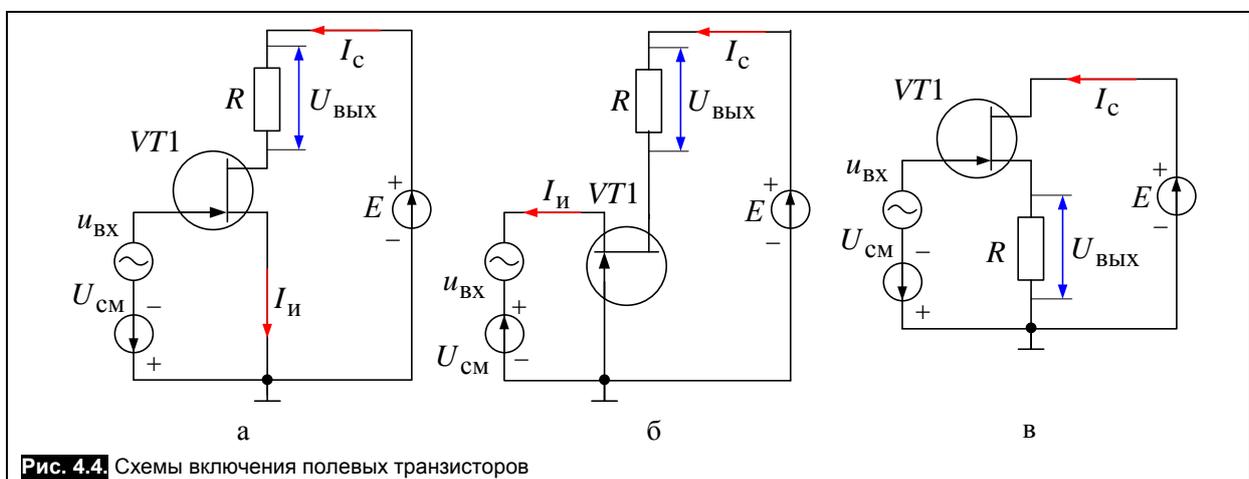


Рис. 4.4. Схемы включения полевых транзисторов

Схема с общим затвором (рис. 4.4, б) аналогична схеме с общей базой у биполярных транзисторов. Она не дает усиления по току, а входное сопротивление здесь маленькое, так как входным током является ток стока, вследствие этого данная схема на практике не используется.

Схема с общим стоком (рис. 4.4, в) подобна схеме эмиттерного повторителя на биполярном транзисторе и ее называют *истоковым повторителем*. Для данной схемы коэффициент усиления по напряжению близок к единице. Выходное напряжение по величине и фазе повторяет входное. В этой схеме очень высокое входное сопротивление и малое выходное.

4.3. Статические характеристики полевых транзисторов

Статическими характеристиками полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом являются управляющие и выходные характеристики. Очень малая величина входного тока (практически его отсутствие) в полевом транзисторе исключает наличие входных характеристик и характеристик обратного действия.

1. *Управляющие (стокозатворные) характеристики*. Эти характеристики показывают управляющее действие затвора и представляют собой зависимость тока стока от напряжения на затворе при постоянстве напряжения стока:

$$I_c = f(U_{зи})|_{U_{си} = \text{const} > U_{си \text{ нас}}} \quad (4.1)$$

На рис. 4.5, а представлены управляющие характеристики полевого транзистора с каналом *n*-типа.

2. *Выходные (стоковые) характеристики*.

Семейство этих характеристик представляет собой зависимость тока стока от напряжения стока при неизменном напряжении на затворе:

$$I_c = f(U_{си})|_{U_{зи} = \text{const}} \quad (4.2)$$

Вид этих характеристик представлен на рис. 4.5, б.

С увеличением U_c ток

сначала растет довольно быстро, но затем его рост замедляется и наступает явление, напоминающее насыщение, хотя с ростом U_c ток стока так же должен возрастать. Это объясняется тем, что с ростом U_c возрастает обратное напряжение на *p-n*-переходе и увеличивается ширина запирающего слоя, а ширина канала соответственно уменьшается. Это приводит к увеличению его сопротивления

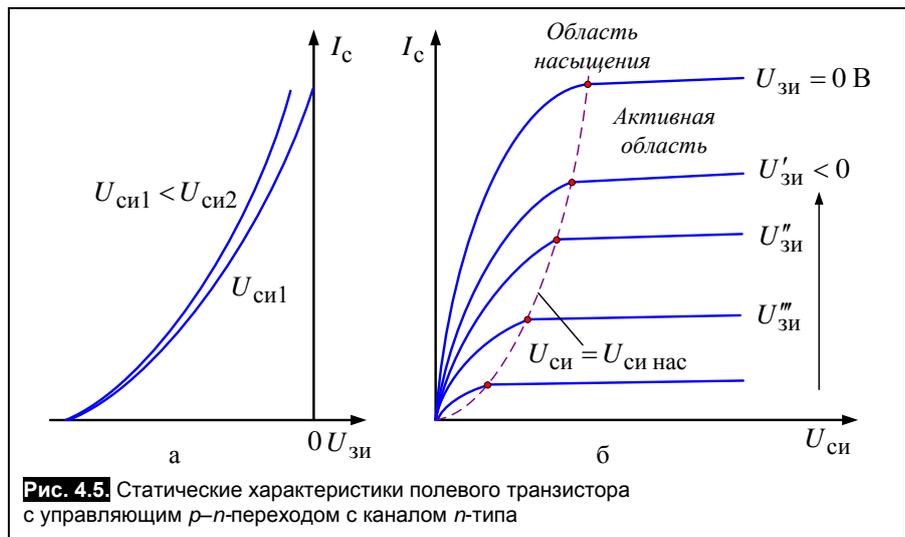


Рис. 4.5. Статические характеристики полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом с каналом *n*-типа

и уменьшению тока I_c . Таким образом, происходит два взаимно противоположных влияния на ток, в результате чего он остается почти неизменным. Чем больше запирающее напряжение подается на затвор, тем ниже идет выходная характеристика. Повышение напряжения стока, в конце концов, может привести к электрическому пробое *p-n*-перехода, и ток стока начинает лавинообразно нарастать. Напряжение пробоя является одним из предельных параметров полевого транзистора.

4.4. Основные параметры полевых транзисторов

1. *Крутизна характеристики*:

$$S = \left. \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}} \right|_{U_{си} = \text{const}} \quad (4.3)$$

где ΔI_c – приращение тока стока; $\Delta U_{зи}$ – приращение напряжения на затворе.

Крутизна характеризует управляющее действие затвора. Этот параметр определяют по управляющим характеристикам.

2. Внутреннее (выходное) сопротивление R_i :

$$R_i = \frac{\Delta U_{си}}{\Delta I_c} \Big|_{U_{зи}=\text{const}}, \quad (4.4)$$

где $\Delta U_{си}$ – приращение напряжения стока; ΔI_c – приращение тока стока.

Этот параметр представляет собой сопротивление транзистора между стоком и истоком (сопротивление канала) для переменного тока. На пологих участках выходных характеристик R_i достигает сотен кОм и оказывается во много раз больше сопротивления транзистора по постоянному току R_0 .

3. Коэффициент усиления μ :

$$\mu = - \frac{\Delta U_{си}}{\Delta U_{зи}} \Big|_{I_c=\text{const}}. \quad (4.5)$$

Коэффициент усиления показывает, во сколько раз сильнее действует на ток стока изменение напряжения затвора, нежели изменение напряжения стока, т.е. выражается отношением таких изменений $\Delta U_{си}$ и $\Delta U_{зи}$, которые компенсируют друг друга, в результате чего ток остается постоянным. Для подобной компенсации $\Delta U_{си}$ и $\Delta U_{зи}$ должны иметь разные знаки, что определяет наличие знака «-» в правой части выражения (4.5).

Эти три параметра (μ , S , R_i) связаны между собой зависимостью:

$$\mu = SR_i. \quad (4.6)$$

4. Входное сопротивление $R_{вх}$:

$$R_{вх} = \frac{\Delta U_{зи}}{\Delta I_3} \Big|_{U_{си}=\text{const}}, \quad (4.7)$$

где $\Delta U_{зи}$ – приращение напряжения на затворе; ΔI_3 – приращение тока стока.

Поскольку током затвора является обратный ток p - n -перехода, который очень мал, то входное сопротивление оказывается очень большим, что является основным достоинством полевого транзистора.

5. Входная ёмкость между затвором и истоком $C_{зи}$, которая является барьерной ёмкостью p - n -перехода и может составлять единицы – десятки пФ в зависимости от способа изготовления полевого транзистора.

Типовые значения параметров кремниевых полевых транзисторов с управляющим p - n -переходом: $S = 0,3 \dots 3 \frac{\text{мА}}{\text{В}}$; $R_{вх} = 10^{10}$ Ом; $R_i = 0,1 \dots 1$ МОм; $C_{зи} = 0,2 \dots 10$ пФ.

Еще одним важным достоинством полевого транзистора является гораздо меньшая температурная зависимость по сравнению с биполярными транзисторами. Это связано с тем, что в полевом транзисторе ток I_c вызван перемещением основных носителей, концентрация которых в основном определяется количеством примеси и поэтому мало зависит от температуры. Полевой транзистор обладает более высокой стойкостью к действию ионизирующего излучения. Недостатком полевых транзисторов является недостаточно высокая крутизна S , что несколько ограничивает область их применения.

4.5. Полевые транзисторы с изолированным затвором

Полевой транзистор с изолированным затвором – это транзистор, имеющий один или несколько затворов, электрически изолированных от проводящего канала.

Дальнейшим развитием полевых транзисторов являются транзисторы с изолированным затвором. У них металлический затвор отделен от полупроводникового канала тонким слоем диэлектрика. Поскольку металлический затвор отделен от полупроводника слоем диэлектрика, то входное сопротивление таких транзисторов велико (для современных транзисторов достигает 10^{17} Ом).

Полевые транзисторы с изолированным затвором бывают двух типов:

- со встроенным (собственным) каналом;
- с индуцированным (инверсионным) каналом.

Структура в обоих типах полевых транзисторов с изолированным затвором одинакова: металл – окисел (диэлектрик) – полупроводник, то такие транзисторы еще называют МОП-транзисторами (метал – окисел – полупроводник), или МДП-транзисторами (металл – диэлектрик – полупроводник).

4.5.1. Полевой транзистор с изолированным затвором со встроенным каналом

Устройство полевого транзистора с изолированным затвором и встроенным каналом показано на **рис. 4.6**. Он представляет собой монокристалл полупроводника, обычно кремния, где создана электропроводность какого-либо типа, в рассматриваемом случае p -типа. В нем созданы две области с электропроводностью противоположного типа (в нашем случае n^+ -типа), которые соединены между собой тонким приповерхностным слоем этого же типа проводимости. От этих двух зон сформированы электрические выводы, которые называют истоком и стоком. На поверхности канала имеется слой диэлектрика (обычно диоксида кремния SiO_2) толщиной порядка 0,1 мкм, а на нем методом напыления наносится тонкая металлическая пленка, от которой также делается электрический вывод – затвор. Иногда от основания (называемого *подложкой* (П)) также делается вывод, который накоротко соединяют с истоком.

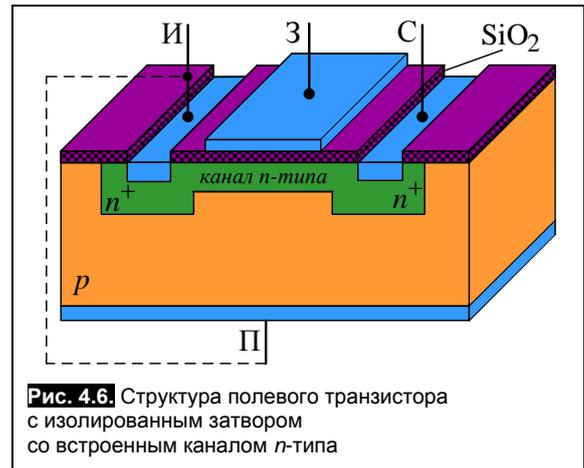


Рис. 4.6. Структура полевого транзистора с изолированным затвором со встроенным каналом n -типа

Если в отсутствии напряжения на затворе приложить между истоком и стоком напряжение $U_{си}$ любой полярности, то через канал потечет ток, представляющий собой поток электронов. Через подложку ток не потечет, так как один из p - n -переходов будет находиться под действием обратного напряжения.

При подаче на затвор отрицательного напряжения относительно истока, а следовательно и кристалла, в канале возникает поперечное электрическое поле, которое будет выталкивать электроны из области канала в основание. Канал обедняется основными носителями – электронами, его сопротивление увеличивается, и ток стока уменьшается. Чем больше отрицательное напряжение на затворе, тем меньше этот ток. Такой режим называется *режимом обеднения*.

При подаче на затвор положительного напряжения, относительно истока, направление поперечного электрического поля изменится на противоположное, и оно будет, наоборот, притягивать электроны из областей истока и стока, а также из кристалла полупроводника. Проводимость канала увеличивается, и ток стока возрастает. Такой режим называется *режимом обогащения*.

Рассмотренный транзистор, таким образом, может работать как в режиме обеднения, так и в режиме обогащения токопроводящего канала, что иллюстрируют его выходные характеристики (**рис. 4.7, а**) и характеристика управления (**рис. 4.7, б**).

Выходные характеристики МДП-транзистора подобны выходным характеристикам полевого транзистора с управляющим p - n -переходом. Это объясняется тем, что при увеличении напряжения $U_{си}$ от нуля сначала действует закон Ома и ток растет практически прямо пропорционально напряжению, а затем при некотором напряжении $U_{си}$ канал начинает сужаться, в большей мере возле стока, т.к. на p - n -переходе между каналом и кристаллом увеличивается обратное напряжение, область этого перехода, обедненная

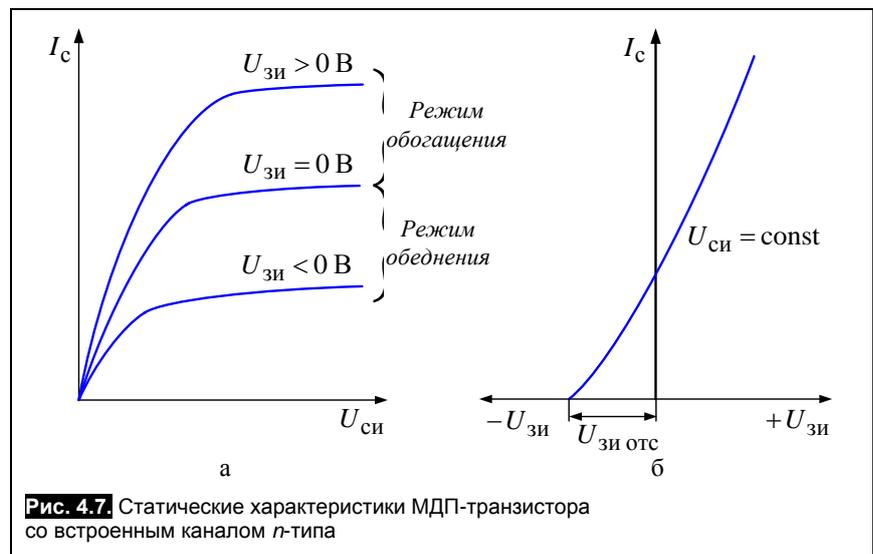
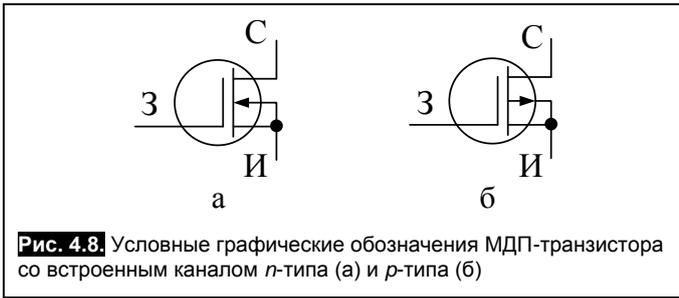


Рис. 4.7. Статические характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом n -типа

носителями, расширяется и сопротивление канала увеличивается. В результате этого ток стока испытывает два взаимно противоположных процесса и остается практически постоянным до такого напряжения $U_{си}$, при котором наступает электрический пробой.

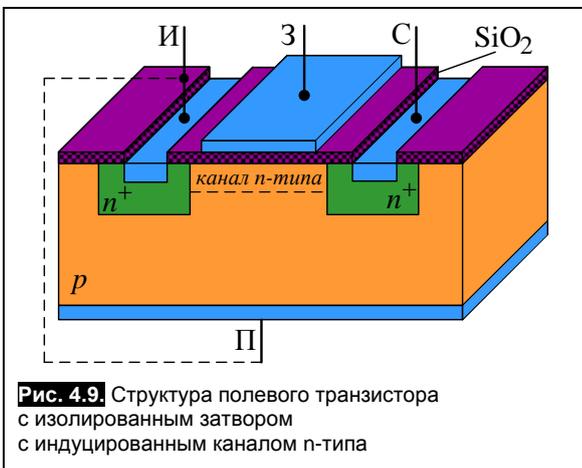


Если кристалл полупроводника полевого транзистора имеет электропроводность n -типа, токопроводящий канал должен быть p -типа. При этом полярность напряжений необходимо изменить на противоположную.

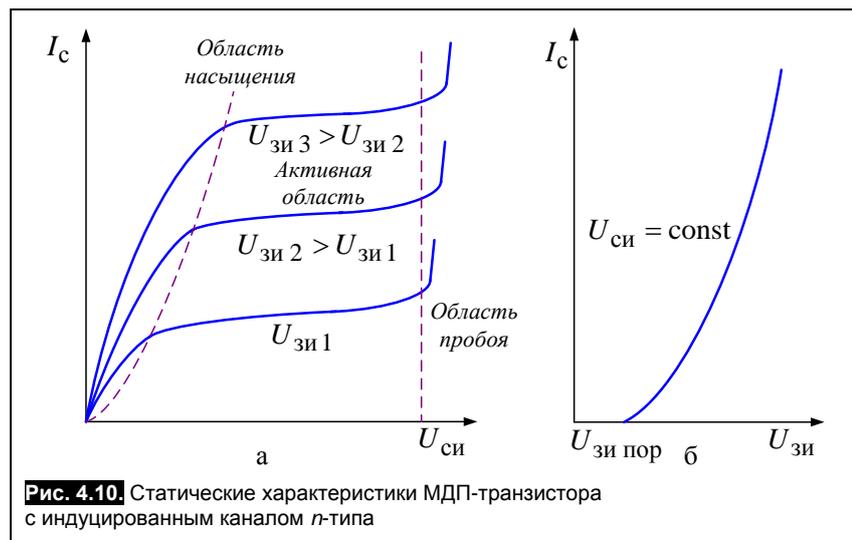
Полевые транзисторы со встроенным каналом на электрических схемах изображают условными графическими обозначениями, приведенными на рис. 4.8.

4.5.2. Транзистор с индуцированным (инверсионным) каналом

Устройство такого транзистора показано на рис 4.9. От предыдущего транзистора он отличается тем, что у него нет встроенного канала между областями истока и стока. При отсутствии напряжения на затворе ток между истоком и стоком не потечет ни при какой полярности напряжения, так как один из $p-n$ -переходов будет обязательно заперт.



Если подать на затвор напряжение положительной полярности относительно истока, то под действием возникающего поперечного электрического поля электроны из областей истока и стока, а также из областей кристалла, будут перемещаться в приповерхностную область по направлению к затвору. Когда напряжение на затворе превысит некоторое пороговое значение, то в приповерхностном слое концентрация электронов повысится настолько, что превысит концентрацию дырок в этой области и здесь произойдет инверсия типа электропроводности, т.е. образуется тонкий канал n -типа и в цепи стока появится ток. Чем больше положительное напряжение на затворе, тем больше проводимость канала и больше ток стока.



Таким образом, такой транзистор может работать только в режиме обогащения. Вид его выходных характеристик и характеристики управления показан на рис. 4.10.

Если кристалл полупроводника имеет электропроводность n -типа, то области истока и стока должны быть p -типа. Такого же типа проводимости будет индуцироваться и канал, если на затвор подавать отрицательное напряжение относительно истока.

Графическое изображение полевых транзисторов с изолированным затвором показано на рис 4.11.

В последнее время МДП-транзисторы всё чаще обозначают термином, заимствованным из зарубежной литературы, – MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*).

Выводы:

1. Полевой транзистор с изолированным затвором – это полупроводниковый прибор, в котором управляющий электрод отделен от токопроводящего канала слоем диэлектрика.
2. В отличие от полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом входное сопротивление полевого транзистора с изолированным затвором остается очень большим при любой полярности поданного на вход напряжения.
3. Полевые транзисторы со встроенным каналом могут работать как в режиме обеднения, так и в режиме обогащения канала свободными носителями заряда.
4. Полевые транзисторы с индуцированным каналом могут работать только в режиме обогащения.
5. Основными достоинствами полевого транзистора являются его большое сопротивление по постоянному току и высокая технологичность. Последнее обуславливает широкое применение полевых транзисторов при разработке микросхем.

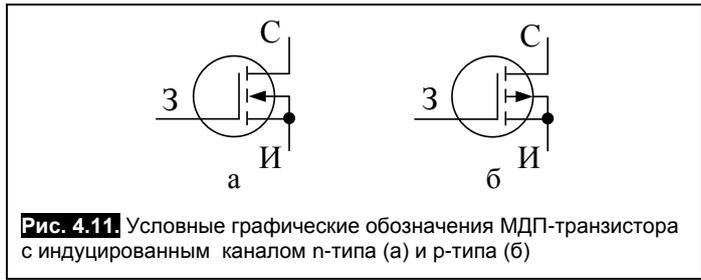


Рис. 4.11. Условные графические обозначения МДП-транзистора с индуцированным каналом n -типа (а) и p -типа (б)

4.5.3. Сравнение МДП- и биполярного транзистора

МДП-транзисторы и биполярные транзисторы выполняют одинаковые функции: работают в схеме, или в качестве линейного усилителя, или в качестве ключа. В табл. 4.1 приведено краткое обобщающее сравнение транзисторов этих двух типов.

Таблица 4.1

Свойства биполярных и МДП-транзисторов

Биполярные транзисторы	МДП-транзисторы
Физические свойства	
<i>Управляемый физический процесс – инжекция неосновных носителей заряда: изменяется ток управления – изменяется поток инжектированных носителей заряда, что приводит к изменению выходного тока.</i>	<i>Управляемый физический процесс – эффект поля, вызывающий изменение концентрации носителей заряда в канале: изменяется управляющее напряжение – изменяется проводимость канала, что приводит к изменению выходного тока.</i>
<i>Выходной ток обеспечивается носителями заряда обоих знаков (дырками и электронами).</i>	<i>Выходной ток обеспечивается основными носителями заряда одного знака (или дырками, или электронами).</i>
<i>Низкая теплостойкость: с увеличением тока растет температура структуры, что приводит к большему увеличению тока.</i>	<i>Высокая теплостойкость: рост температуры структуры приводит к увеличению сопротивления канала, и ток уменьшается.</i>
Особенности эксплуатации	
<i>Прибор управляется током, т.к. на входе имеется прямосмещенный $p-n$-переход и входное сопротивление мало.</i>	<i>Прибор управляется напряжением, входное сопротивление очень велико, т.к. входная цепь от выходной цепи изолирована диэлектриком.</i>
<i>Относительно небольшой коэффициент усиления по току.</i>	<i>Очень большой коэффициент усиления по току.</i>
<i>Необходимость специальных мер по повышению помехоустойчивости.</i>	<i>Высокая помехоустойчивость.</i>
<i>Высокая вероятность саморазогрева и вторичного пробоя: сужение области безопасной работы (ОБР).</i>	<i>Низкая вероятность теплового саморазогрева и вторичного пробоя – расширение ОБР.</i>
<i>Высокая чувствительность к токовым перегрузкам.</i>	<i>Низкая чувствительность к токовым перегрузкам.</i>

В настоящее время полевые транзисторы вытесняют биполярные в ряде применений. Это связано с тем, что, во-первых, управляющая цепь полевых транзисторов потребляет ничтожную энергию, т.к. входное сопротивление этих приборов очень велико. Как правило, усиление мощности и тока в МДП-транзисторах много больше, чем в биполярных. Во-вторых, вследствие того, что управляющая цепь изолирована от выходной цепи, значительно повышаются надежность работы и помехоустойчивость схем на МДП-транзисторах. В-третьих, МДП-транзисторы имеют низкий уровень собственных шумов, что связано с отсутствием инжекции носителей заряда. В-четвертых, полевые транзисторы обладают более высоким быстродействием, т.к. в них нет инерционных процессов накопления и высвобождения носителей заряда. В результате мощные МДП-транзисторы все больше вытесняют биполярные транзисторы там, где требуется высокое быстродействие и повышенная надежность работы.

Однако МДП-транзисторы имеют и недостатки. Во-первых, вследствие высокого сопротивления канала в открытом состоянии МДП-транзисторы имеют большее падение напряжения, чем падение напряжения на насыщенном биполярном транзисторе. Во-вторых, МДП-транзисторы имеют существенно меньшее значение предельной температуры структуры, равное 150°C (для биполярных транзисторов 200°C).

К числу основных недостатков мощных МДП-транзисторов также следует отнести вредное влияние на его работу ряда паразитных элементов, возникающих в структуре транзистора на стадии его изготовления. Все базовые ячейки мощного МДП-транзистора содержат внутренний «паразитный» биполярный $n-p-n$ -транзистор (рис. 4.12), образованный n^+ -исток (эмиттер), p -областью инверсного канала (база) и эпитаксиальным n^- слоем (коллектор). Паразитный транзистор фактически параллельно подключен к рабочему каналу МДП-транзистора.

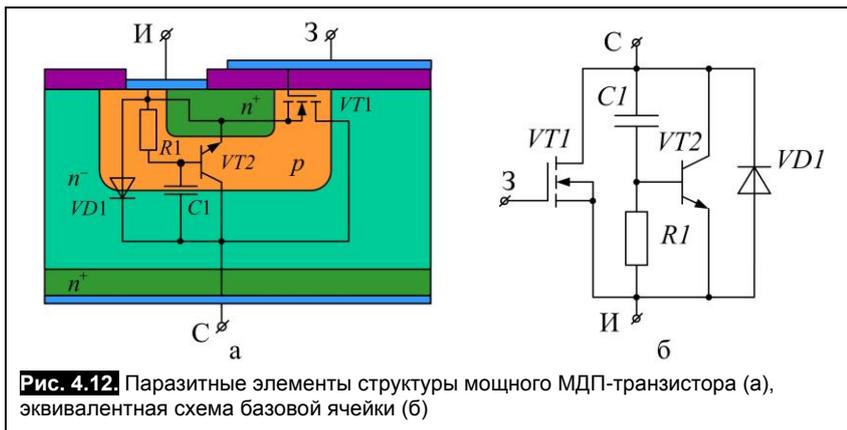


Рис. 4.12. Паразитные элементы структуры мощного МДП-транзистора (а), эквивалентная схема базовой ячейки (б)

Для сохранения положительных свойств МДП-транзистора и исключения начала работы биполярного транзистора часть p -области всегда подключают к металлизированному контакту истока (это эквивалентно закорачиванию эмиттерного перехода паразитного транзистора). Биполярный транзистор оказывается запертым и не оказывает существенного влияния на работу полевого транзистора. Однако быстрый

спад или, наоборот, рост напряжения «сток – исток» полевого транзистора, что является обычным в динамических режимах, может привести к несанкционированному открытию паразитного транзистора, а это, в свою очередь, может привести к выходу из строя всей силовой схемы.

Подключение p -области транзистора к истоку создает еще один дополнительный элемент – обратновключенный диод. Поэтому МДП-транзистор проектируют таким образом, что бы данный диод соответствовал аналогичным показателям МДП-транзистора и имел малое время восстановления запирающих свойств.

4.6. Комбинированные транзисторы

Вред от паразитного биполярного транзистора в составе МДП-транзистора можно обратить в пользу, если к нему добавить ещё один дополнительный биполярный транзистор обратного типа проводимости по отношению к паразитному. Такое компромиссное решение, позволившее объединить положительные качества биполярного и МДП-транзистора, представляет собой создание монолитной структуры, называемой *IGBT* (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), т.е. биполярный транзистор с изолированным затвором (БИЗ). Отличие в структуре заключается в материале исходной подложки, в качестве которой используется полупроводниковая пластина с дырочной p^+ -электропроводностью (рис. 4.13, а).

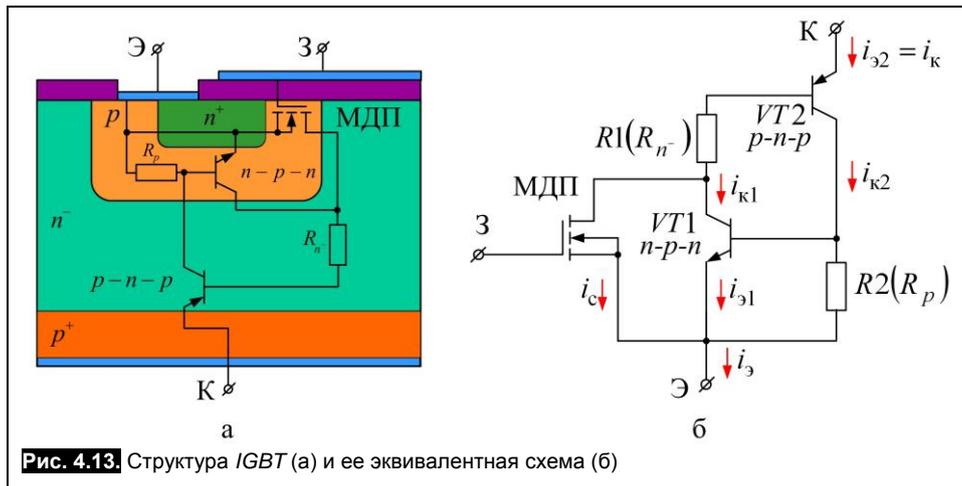


Рис. 4.13. Структура IGBT (а) и ее эквивалентная схема (б)

В результате получится комбинированная схема **рис. 4.13, б**, содержащая: МДП-транзистор, паразитный биполярный транзистор $VT1$ и подключённый к нему ещё один биполярный транзистор $VT2$. Образовавшаяся структура из транзисторов $VT1$ и $VT2$ имеет положительную внутреннюю обратную связь, так как базовый ток транзистора $VT1$ является частью коллекторного тока транзистора $VT2$, и наоборот – базовый ток транзистора $VT2$ является частью коллекторного тока транзистора $VT1$.

Коэффициенты передачи по току транзисторов $VT1$ и $VT2$ равны, соответственно, α_1 и α_2 .

Тогда токи коллектора и эмиттера определяются:

$$i_{к2} = i_{э2}\alpha_2, \quad (4.8)$$

$$i_{к1} = i_{э1}\alpha_1, \quad (4.9)$$

$$i_э = i_{к1} + i_{к2} + i_с. \quad (4.10)$$

Ток стока полевого транзистора определяется по выражению

$$i_с = i_э(1 - \alpha_1 - \alpha_2). \quad (4.11)$$

С другой стороны, ток стока можно определить через крутизну S стокзатворной характеристики:

$$i_с = SU_{зз}. \quad (4.12)$$

Ток силовой части всей схемы определяется:

$$i_к = i_э = \frac{SU_{зз}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} = S_{эКВ}U_{зз}, \quad (4.13)$$

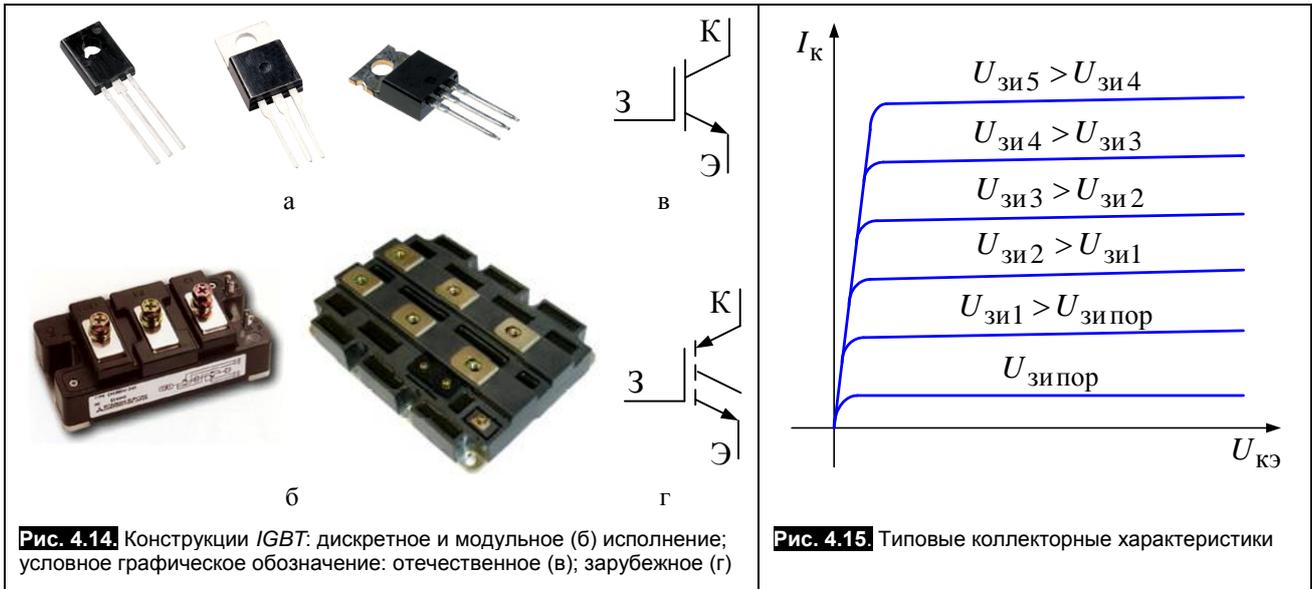
где $S_{эКВ} = \frac{S}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$ – эквивалентная крутизна всей схемы.

Очевидно, что при $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$ эквивалентная крутизна значительно превосходит крутизну S МДП-транзистора, входящего в эту схему. Коэффициентами α_1 и α_2 можно управлять величиной резисторов $R1$ и $R2$, которая осуществляется на этапе изготовления этой схемы.

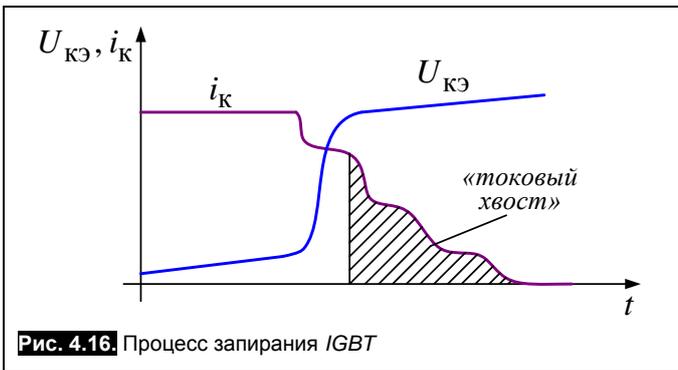
Всю рассмотренную схему можно представить как единый полупроводниковый прибор, имеющий вывод коллектора, эмиттера и затвора, который управляется электрическим полем, как МДП-транзистор, но имеет по сравнению с ним значительно большую крутизну и значительно меньшее сопротивление в открытом состоянии. Кроме того, здесь отсутствует явление вторичного пробоя, характерное для классических биполярных транзисторов.

Конструктивно IGBT выполняются в виде дискретных элементов (**рис. 4.14, а**) либо в виде силовых модулей (**рис. 4.14, б**), имеющих в своём составе несколько IGBT выполненных в едином корпусе. Условное графическое изображение транзисторов представлено на **рис. 4.14, в, г**. На **рис. 4.15** изображены типовые коллекторные характеристики (выходные).

Динамические свойства IGBT несколько хуже, чем у МДП-транзисторов, но значительно лучше, чем у биполярных транзисторов. Это связано с явлением накопления заряда неосновных носителей в базе биполярного транзистора, и как следствие – со временем рассасывания этих носителей.



Процесс запираания IGBT представлен на рис. 4.16. Заряд, накопленный в базе биполярного транзистора, вызывает характерный «хвост» тока при выключении IGBT. Как только имеющийся в составе IGBT полевой транзистор прекращает проводить ток, в силовой цепи начинается рекомбинация неосновных носителей, которая является началом «хвоста».



Этот «хвост» ведет к увеличению тепловых потерь, а также его необходимо учитывать в мостовых схемах и вводить промежуток между интервалами проводимости двух ключей, установленных в одном плече моста. Для уменьшения «хвоста» необходимо снизить коэффициент усиления биполярного транзистора, но тогда увеличивается напряжение насыщения открытого IGBT, и соответственно – статические потери.

Тем не менее, несмотря на отмеченные особенности IGBT на сегодняшний день представляют самыми перспективными элементами для использования в качестве силовых управляемых ключей в диапазоне мощностей от единиц киловатт до единиц мегаватт.

Контрольные вопросы

1. Какие разновидности полевых транзисторов существуют?
2. Почему полевые транзисторы с управляющим $p-n$ -переходом не должны работать при прямом напряжении на входе $U_{зи}$?
3. Почему при изменении напряжения $U_{си}$ толщина канала вдоль его длины меняется неравномерно?
4. Чем отличается полевой транзистор с изолированным затвором от транзистора с управляющим $p-n$ -переходом?
5. Чем отличаются структуры МДП-транзисторов с индуцированным и со встроенным каналом? Как это отличие отражается на статических характеристиках?
6. Нарисуйте и объясните управляющие и выходные характеристики полевого транзистора.
7. Дайте сравнительную характеристику МДП- и биполярного транзистора.
8. Что такое комбинированный транзистор?
9. Какие преимущества биполярных и полевых транзисторов сочетает в себе IGBT?

5. ТИРИСТОРЫ

Тиристор – полупроводниковый прибор с тремя или более взаимодействующими $p-n$ -переходами, вольт-амперная характеристика которого имеет участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением и который используется для переключения.

Тиристор, имеющий два вывода, называется *диодным тиристором (динистором)*. Тиристор, имеющий два основных вывода и один управляющий вывод, называется *триодным тиристором (тринистором)*. Тиристор, имеющий симметричную относительно начала координат вольт-амперную характеристику, называется симметричным тиристором (симистором).

На **рис. 5.1** представлены конструкции тиристоров различной мощности и назначения.



Рис. 5.1. Конструкции тиристоров: дискретное (а) и модульное (б) исполнение

5.1. Динисторы

Динистор представляет собой монокристалл полупроводника, обычно кремния, в котором созданы четыре чередующиеся области с различным типом проводимости $p_1 - n_1 - p_2 - n_2$ (**рис. 5.2, а**). На границах раздела этих областей возникнут $p-n$ -переходы: крайние переходы Π_1 и Π_3 называются *эмиттерными*, а области, примыкающие к ним, – *эмиттерами*; средний $p-n$ -переход Π_2 называется *коллекторным*. Внутренние n_1 - и p_2 -области структуры называется *базами*. Область p_1 , в которую попадает ток из внешней сети, называется *анодом (А)*, область n_2 – *катодом (К)*.

Рассмотрим процессы, происходящие в тиристоре при подаче прямого напряжения, т.е. «+» на анод, «-» на катод. В этом случае крайние $p-n$ -переходы Π_1 и Π_3 смещены в прямом направлении, средний переход Π_2 смещен в обратном направлении. Соответственно динистор можно представить в виде двухтранзисторной структуры (**рис. 5.3**). Так как переходы Π_1 и Π_3 смещены в прямом направлении, из них в области баз инжектируются носители заряда: дырки из области p_1 , электроны из области n_2 . Эти носители заряда диффундируют в областях баз n_1 и p_2 , приближаясь к коллекторному переходу, и перебрасываются его полем через переход Π_2 . Дырки, инжектированные из области p_1 , и электроны из области n_2 движутся через переход Π_2 в противоположных направлениях, создавая общий ток I .

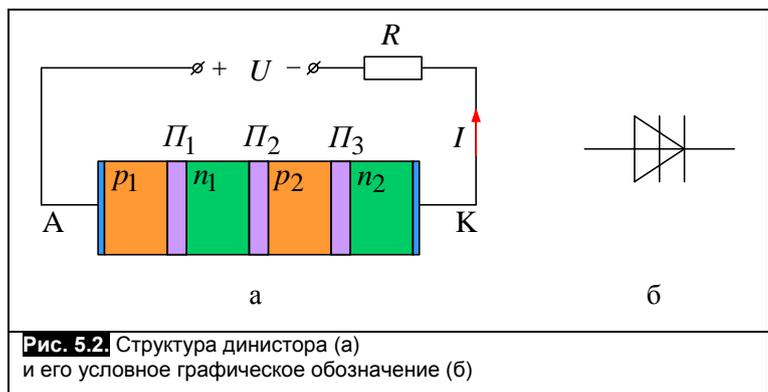


Рис. 5.2. Структура динистора (а) и его условное графическое обозначение (б)

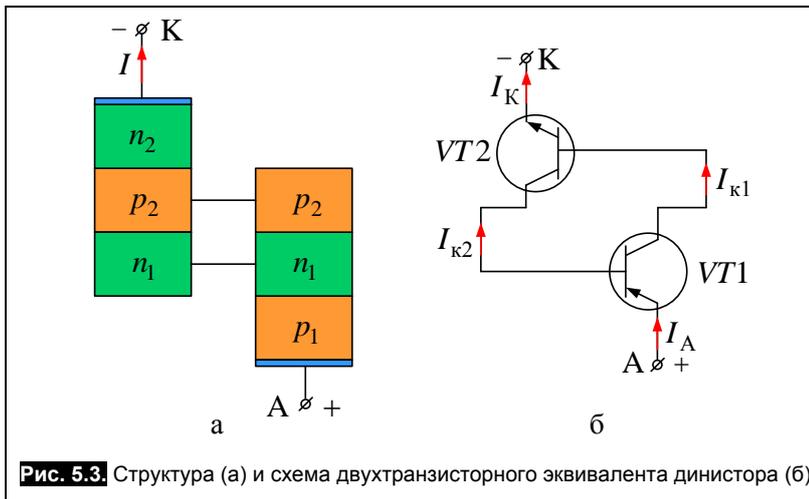


Рис. 5.3. Структура (а) и схема двухтранзисторного эквивалента динистора (б)

При малых значениях внешнего напряжения все оно практически падает на коллекторном переходе Π_2 . Поэтому к переходам Π_1 и Π_3 , имеющим малое сопротивление, приложена малая разность потенциалов и инжекция носителей заряда невелика. В этом случае ток I мал и равен обратному току через переход Π_2 .

При увеличении внешнего напряжения ток в цепи сначала изменяется незначительно. При дальнейшем увеличении напряже-

ния, по мере увеличения ширины перехода Π_2 , все большую роль начинают играть носители заряда, образовавшиеся вследствие ударной ионизации. При определенной величине напряжения носители заряда ускоряются настолько, что при столкновении с атомами $p-n$ -перехода Π_2 ионизируют их, вызывая лавинное размножение носителей заряда. Образовавшиеся при этом дырки под влиянием электрического поля переходят в область p_2 , а электроны в область n_1 . Ток через переход Π_2 увеличивается, а его сопротивление и падение напряжения на нем уменьшаются. Это приводит к повышению напряжения, приложенного к переходам Π_1 и Π_3 и увеличению инжекции через них, что вызывает дальнейший рост коллекторного тока и токов инжекции. Процесс протекает лавинообразно и сопротивление перехода Π_2 становится малым. Носители заряда, появившиеся в областях вследствие инжекции и лавинного размножения, приводят к уменьшению сопротивления всех областей динистора, и падение напряжения на нем становится незначительным. На вольт-амперной характеристике этому процессу соответствует участок 2 с отрицательным дифференциальным сопротивлением (рис. 5.4). После переключения вольт-амперная характеристика аналогична ветви характеристики диода, смещенного в прямом направлении (участок 3). Участок 1 соответствует закрытому состоянию динистора.

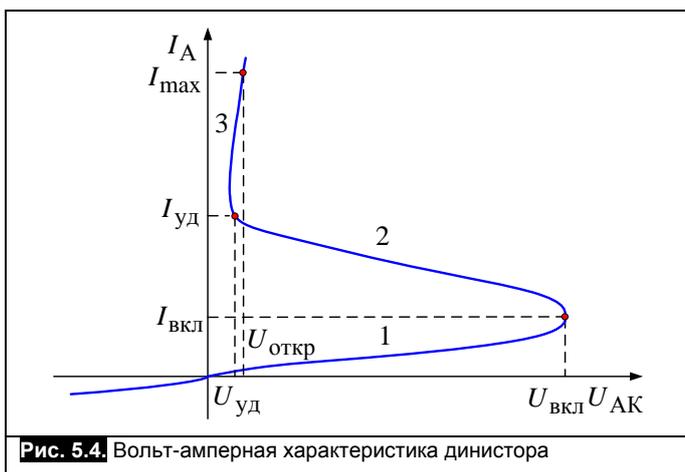


Рис. 5.4. Вольт-амперная характеристика динистора

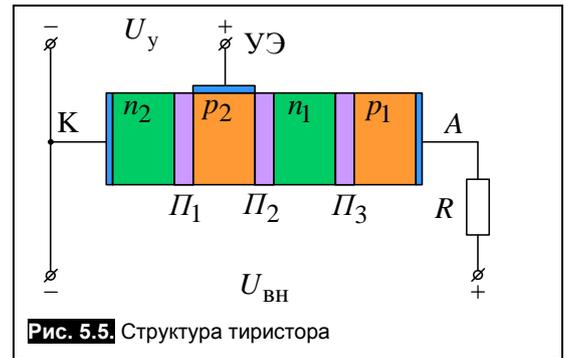
Динистор характеризуется максимально допустимым значением прямого тока I_{\max} , при котором на приборе будет небольшое напряжение $U_{\text{откр}}$. Если уменьшать ток через прибор, то при некотором значении тока, называемом удерживающим током $I_{\text{уд}}$, ток резко уменьшается, а напряжение резко повышается, т.е. динистор переходит обратно в закрытое состояние, соответствующее участку 1. Напряжение между анодом и катодом, при котором происходит переход тиристора в проводящее состояние, называют напряжением включения $U_{\text{вкл}}$.

При подаче на анод отрицательного напряжения коллекторный переход Π_2 смещается в прямом направлении, а эмиттерные переходы в обратном направлении. В этом случае не возникает условий для открытия динистора и через него протекает небольшой обратный ток.

5.2. Триодные тиристоры

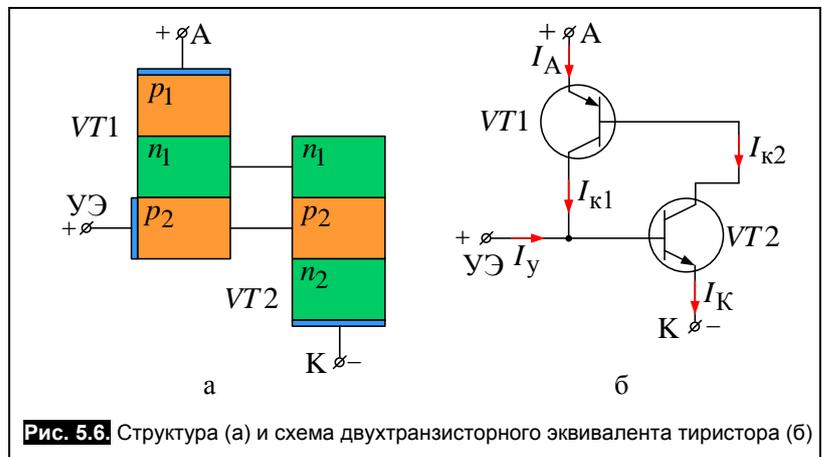
Триодный тиристор (тринистор) отличается от динистора наличием вывода от одной из баз. Этот вывод называется управляющим электродом (рис. 5.5).

Если подключить внешний источник $U_{вн}$ так, как показано на **рис. 5.5**, то получим, что p - n -переходы Π_1 и Π_3 будут смещены внешним источником в прямом направлении, а средний p - n -переход Π_2 будет смещен в обратном направлении, и во внешней цепи будет протекать только исчезающе маленький обратный ток коллекторного перехода Π_2 . Подключим другой внешний источник U_y (источник управления) между катодом и управляющим электродом (УЭ). Тогда ток управления, протекающий под действием источника управления, при определенной своей величине может привести к лавинообразному нарастанию тока в полупроводниковой структуре до тех пор, пока он не будет ограничен резистором R в цепи источника питания $U_{вн}$. Произойдет процесс включения тиристора.



Для рассмотрения этого явления представим тиристор в виде двух, объединенных в одну схему транзисторов $VT1$ и $VT2$ (**рис. 5.6, а**), типа p - n - p и n - p - n , соответственно. Оба транзистора включены по схеме с общим эмиттером (**рис. 5.6, б**).

При создании разности потенциалов между анодом (А) и катодом (К) в прямом направлении («+» на аноде, «-» на катоде) оба транзистора будут закрыты, так как базовые токи их будут отсутствовать. При подключении источника управления U_y во входной цепи транзистора $VT2$ потечет базовый ток, являющийся током управления тиристора I_y . Под действием этого тока в коллекторной цепи транзистора $VT2$ потечет ток $I_{к2} = \beta_2 I_y$, где β_2 – коэффициент



передачи по току транзистора $VT2$. Но этот ток $I_{к2}$ протекает по цепи «эмиттер – база» транзистора $VT1$ и является его входным, базовым током $I_{б1} = I_{к2}$. Под воздействием этого тока $I_{б1}$ в выходной коллекторной цепи транзистора $VT1$ потечет коллекторный ток:

$$I_{к1} = \beta_1 I_{б1} = \beta_1 I_{к2} = \beta_1 \beta_2 I_y, \tag{5.1}$$

т.е. коллекторный ток $I_{к1}$ является усиленным в $\beta_1 \beta_2$ раз током управления I_y , и протекает ток $I_{к1}$ опять по базовой цепи транзистора $VT2$, там, где протекает и ток I_y . Поскольку $I_{к1}$ оказывается значительно больше тока I_y , процесс взаимного усиления транзисторами токов продолжается до тех пор, пока оба транзистора не войдут в режим насыщения, что соответствует включению тиристора. Описанный процесс является процессом внутренней положительной обратной связи, под действием которой и происходит лавинообразное нарастание тока в цепи тиристора.

После того, как тиристор включился, он сам себя поддерживает в открытом состоянии, так как при условии $I_{к2} > I_y$ внутренняя обратная связь остается положительной, и в этом случае источник управления уже оказывается ненужным. С учетом (5.1) это условие записывается в виде:

$$\beta_1 \beta_2 I_y > I_y. \tag{5.2}$$

Откуда условие включения тиристора:

$$\beta_1 \beta_2 > 1. \tag{5.3}$$

Для того, чтобы выключить тиристор, необходимо прервать ток, протекающий в его силовой цепи, на короткий промежуток времени, достаточный для рассасывания неосновных носителей в зонах

полупроводника и восстановления управляющих свойств. Чтобы снова включить тиристор, необходимо снова пропустить в его цепи управления ток I_y , чтобы снова запустить процесс внутренней положительной обратной связи. Таким образом, тиристор представляет собой бесконтактный ключ, который может быть только в двух устойчивых состояниях: либо в выключенном, либо во включенном.

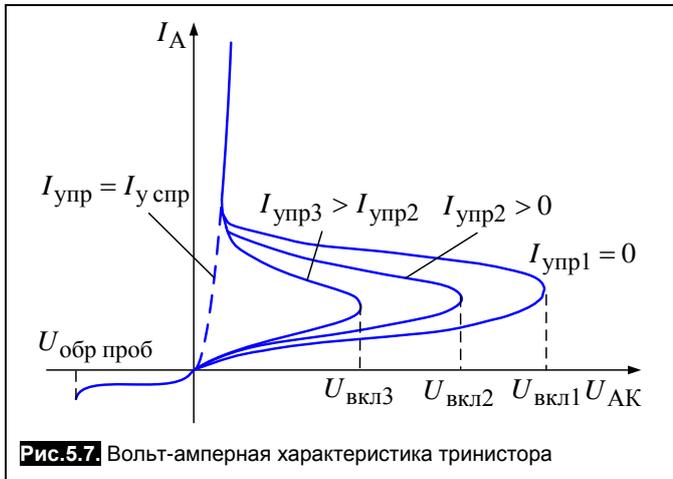


Рис.5.7. Вольт-амперная характеристика тринистора

Вольт-амперная характеристика тиристора представлена на рис. 5.7. Чем больше ток управления, тем меньше напряжение включения $U_{вкл}$. Ток управления, при котором тиристор переходит на спрямленный участок вольт-амперной характеристики (показано пунктиром) называют током *управления спрямления* $I_{успр}$.

При изменении полярности приложенного к тиристорному напряжению, эмиттерные $p-n$ -переходы Π_1 и Π_3 будут смещены в обратном направлении, тиристор будет закрыт, а вольт-амперная характеристика будет представлять собой обратную ветвь вольт-

амперной характеристики обыкновенного диода.

Поскольку включение тиристора зависит от тока управления, то в справочной литературе приводят также диаграмму вольт-амперной характеристики управляющей цепи:

$$I_y = f(U_y). \quad (5.4)$$

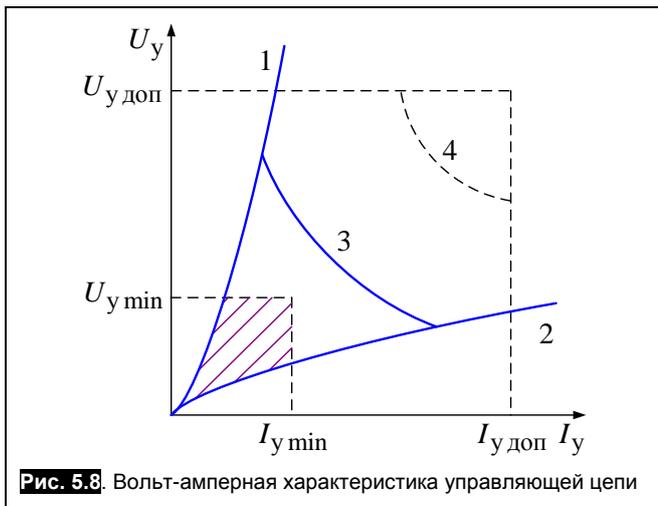


Рис. 5.8. Вольт-амперная характеристика управляющей цепи

Семейство таких характеристик представлено на рис. 5.8.

Обычно в справочниках приводятся предельные характеристики (1 и 2). Кривая 1 соответствует прибору с максимальным сопротивлением цепи управления и максимальной допустимой температурой. Кривая 2 – прибору с минимальным сопротивлением управляющей цепи и минимальной температуре. Сверху и справа диаграмма ограничивается прямыми, соответствующими предельно допустимым значениям тока и напряжения в цепи управления. Внизу диаграммы указывается область, которая ограничена минимальными значениями тока и напряжения, необходимыми для отпирания тиристора данного типа. Кроме

того, на диаграмме обычно приводятся кривые допустимой мощности на управляющем электроде для различных значений длительности управляющих импульсов (кривые 3 и 4).

Таким образом, тиристор представляет собой частично управляемый вентиль, который можно перевести в проводящее состояние при наличии одновременно двух факторов: положительный потенциал анода относительно катода; подача управляющего сигнала в виде тока управления в цепи управляющего электрода. Если хотя бы один из этих факторов отсутствует, то тиристор будет оставаться в закрытом состоянии.

Частичная управляемость тиристора заключается в том, что после включения тиристора, цепь управления становится ненужной, так как он сам себя поддерживает во включенном состоянии. Выключить обычный тиристор по цепи управления невозможно. Поэтому он называется *однооперационным тиристором* или в зарубежной терминологии *SCR (Silicon Controlled Rectifier)*. Для запираания тиристора необходимо каким-либо способом снизить анодный ток до нуля и удерживать его на нулевом уровне в течение времени рассасывания неосновных носителей, накопившихся в базах транзисторов $VT1$ и $VT2$.

На электрических принципиальных схемах незапираемые тиристоры обозначаются условными графическими обозначениями, представленными на **рис. 5.9**.

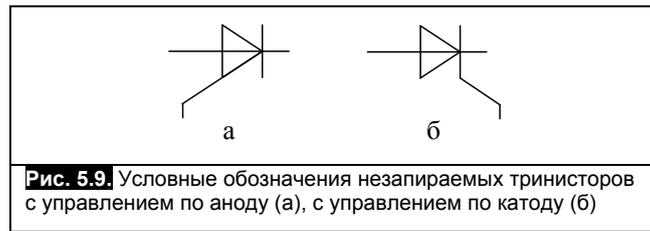


Рис. 5.9. Условные обозначения незапираемых тринисторов с управлением по аноду (а), с управлением по катоду (б)

5.2.1. Способы запираания тиристоров

Как уже было показано выше, после включения тиристора он сам себя поддерживает во включенном состоянии за счет внутренней положительной обратной связи, а цепь управления становится неэффективной. Для выключения тиристора нужно каким-либо способом снизить его прямой ток до нуля на некоторый промежуток времени, определенный временем рассасывания неосновных носителей. Это в основном и отличает тиристор-прибор с частичной, неполной управляемостью от, например, транзистора – полностью управляемого прибора, который можно и включить и выключить по цепи управления (базовой цепи).

Выключение проводящего ток тиристора можно осуществлять различными способами. Проще всего выключать тиристор, если он работает в цепи переменного тока. Тогда под действием переменного напряжения питающей сети ток тиристора сам снижается до нуля и происходит его выключение (коммутация). Такой способ коммутации получил название *естественной* и широко применяется в силовых преобразовательных устройствах переменного тока. Сложнее обстоит дело в цепях постоянного тока.

Там необходимы специальные устройства, обеспечивающие принудительное выключение тиристора в нужный момент времени. Такие устройства называют *узлами принудительной коммутации* или просто *коммутационными узлами*. В основе построения коммутационных узлов лежат следующие способы:

1. Создание искусственных колебаний тока в цепи тиристора, например, введением в его цепь колебательных *LC*-контуров (последовательных или параллельных) (**рис. 5.10, а, б**). Тиристор закрывается в момент перехода через ноль тока в колебательном контуре.

2. Выключение тиристора путем изменения полярности напряжения между катодом и анодом. Для этого используют предварительно заряженный конденсатор *C*, который в нужный момент времени подключают между анодом и катодом тиристора в запирающей полярности (**рис. 5.10, в**) путем замыкания ключа *K*. Существует большое количество схем различных коммутационных узлов, использующих данный способ запираания тиристоров.

3. Запираание тиристора путем введения в его цепь противоЭДС, под действием которой прямой ток тиристора снизится до нуля (**рис. 5.10, г**). Это можно осуществить при помощи генератора импульсов *ГИ*, подключаемого через трансформатор *T* в силовую цепь тиристора. В нужный момент времени генератор формирует импульс напряжения, который наводит во вторичной обмотке трансформатора импульс с полярностью, встречной по отношению к тиристор, что приведет к снижению прямого тока тиристора до нуля.

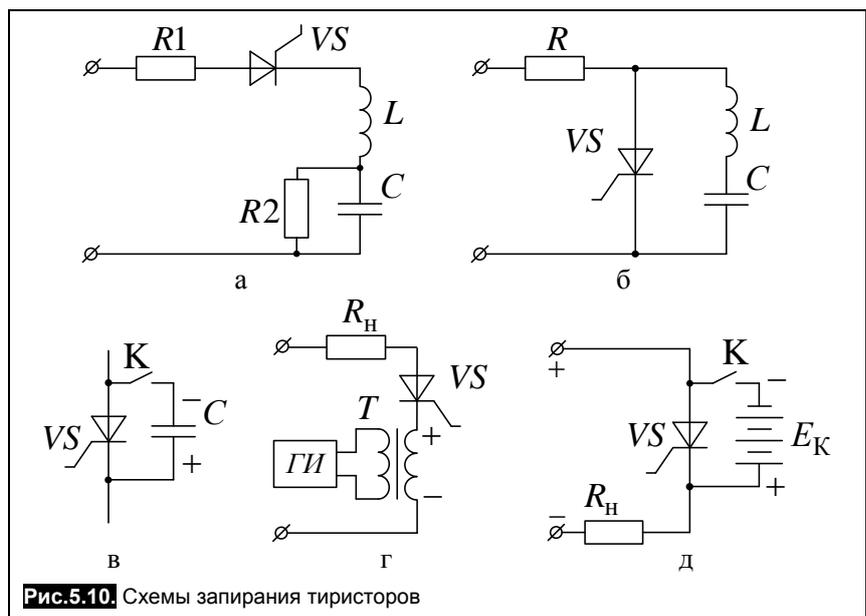


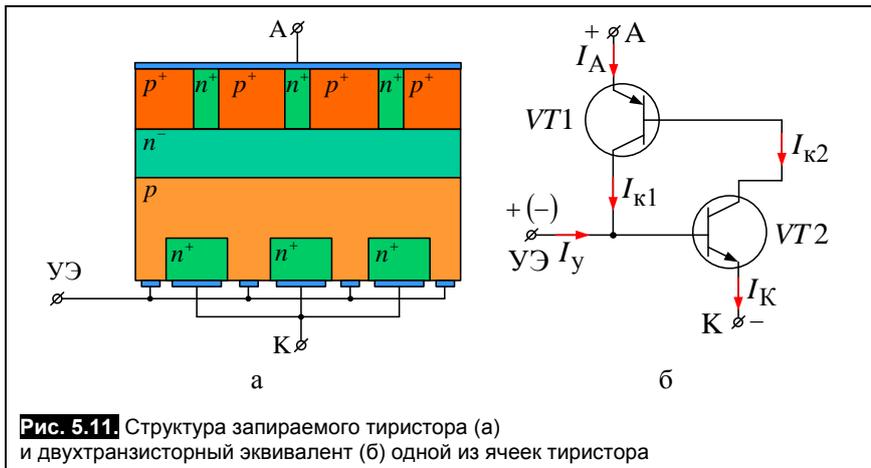
Рис.5.10. Схемы запираания тиристоров

4. Подключение параллельно тиристоры источника коммутующей ЭДС (рис. 5.10, д). Выключение тиристора осуществляется замыканием в нужный момент времени ключа K на короткий промежуток времени, определяемый временем рассасывания неосновных носителей в зонах полупроводника.

Описанными способами удастся придать тиристоры свойства полностью управляемого вентиля.

5.2.2 Запираемые тиристоры

В настоящее время разработаны новые типы тиристоров, так называемые *двухоперационные тиристоры* или *запираемые тиристоры*. Они являются полностью управляемыми полупроводниковыми приборами, которые можно и включить и выключить по цепи управления. Такой тиристор в зарубежной терминологии получил обозначение *GTO-тиристор* (*Gate Turn – Off*). Это достигается благодаря тому, что в областях анода и катода такой прибор состоит из большого числа технологических ячеек, представляющих отдельные тиристоры, которые включены параллельно.



Структура запираемого тиристора изображена на рис. 5.11. Физические процессы, протекающие в запираемых тиристорах, во многом аналогичны уже рассмотренным для однооперационного тиристора. Исключение составляет процесс выключения отрицательным током управления. Во включенном состоянии все переходы тиристора находятся в состоянии насыщения. При достаточной величине и длительности управляющего тока, а также равномерности его распределения по всем ячейкам, избыточная концентрация неосновных носителей заряда сначала снижается до нуля вблизи коллекторного перехода тиристора. При этом коллекторный переход смещается в обратном направлении, воспринимая часть внешнего напряжения. Так, оба транзистора начинают работать в активном режиме и в структуре возникает положительная обратная связь при отрицательном базовом токе в $n-p-n$ -транзисторе $VT2$. Вследствие лавинообразного уменьшения зарядов в базовых областях анодный ток начинает снижаться. Транзистор $VT2$ $n-p-n$ -типа первый входит в режим отсечки. Действие положительной обратной связи прекращается, и дальнейший спад анодного тока определяется рекомбинацией в n^- базе тиристора.

Вольт-амперная характеристика запираемого тиристора аналогична характеристике незапираемого тиристора (рис. 5.12). На электрических принципиальных схемах запираемые тиристоры обозначаются условными обозначениями, представленными на рис. 5.13.

Вольт-амперная характеристика запираемого тиристора аналогична характеристике незапираемого тиристора (рис. 5.12). На электрических принципиальных схемах запираемые тиристоры обозначаются условными обозначениями, представленными на рис. 5.13.

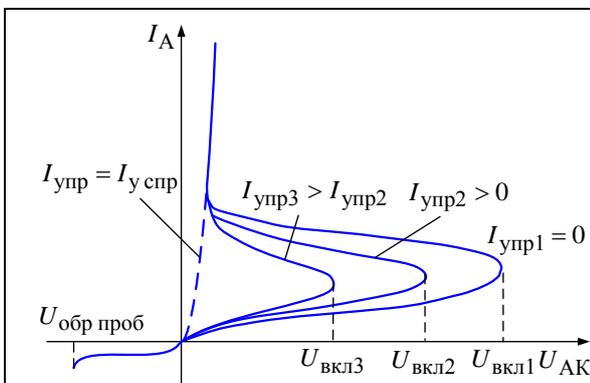


Рис.5.12. Вольт-амперная характеристика двухоперационного тиристора

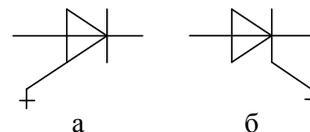


Рис. 5.13. Условные обозначения запираемых тиристоров с управлением по аноду (а), с управлением по катоду (б)

5.3. Симметричные тиристоры

Широкое применение в цепях переменного тока получили так называемые *симисторы* (симметричные тиристоры), которые выполняются на основе многослойной полупроводниковой структуры (рис. 5.14, а).

Основой в симисторе является монокристалл полупроводника, в котором созданы, пять областей с чередующимся типом проводимости, которые образуют четыре $p-n$ -перехода. Контакты от крайних областей наполовину шунтируют первый и четвертый $p-n$ -переходы. При полярности внешнего источника напряжения, указанной без скобок, переход Π_1 окажется включенным в обратном направлении и ток через него будет исчезающе мал. Весь ток через полупроводниковую структуру при такой полярности источника будет протекать через область p_1 . Четвертый переход Π_4 будет включен в прямом направлении и через него будет проходить инжекция электронов. Значит, при данной полярности источника рабочая структура симистора представляет собой $p_1 - n_2 - p_2 - n_3$ -структуру, аналогичную структуре обычного тиристора, работа которого уже была рассмотрена выше. При смене полярности на противоположную (указана в скобках) уже будет закрыт переход Π_4 , а переход Π_1 будет открыт. Структура симистора становится $n_1 - p_1 - n_2 - p_2$, то есть опять аналогична структуре обычного тиристора, но направленного в противоположную сторону. Таким образом, в схемном отношении симистор можно представить в виде двух встречно-параллельных тиристоров.

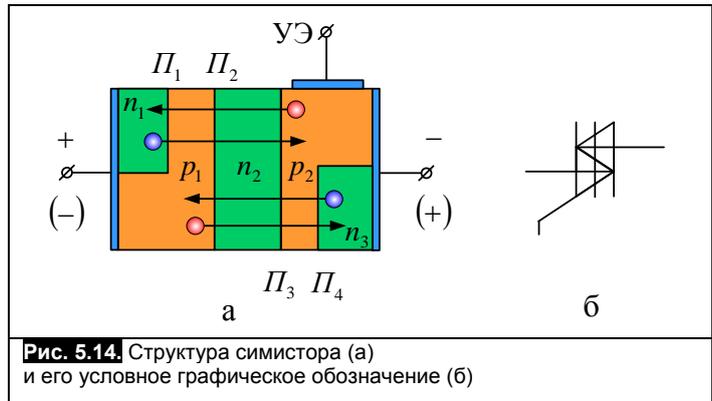


Рис. 5.14. Структура симистора (а) и его условное графическое обозначение (б)

Симистор имеет вольт-амперную характеристику, симметричную относительно начала координат (рис. 5.15), что и нашло отражение в его названии.

Выводы:

1. Тиристор представляет собой полупроводниковый прибор, который используется для переключения в электрических цепях. Для тиристора характерны два устойчивых состояния: открытое и закрытое.
2. При открытии тиристора происходит компенсация обратного напряжения на среднем (коллекторном) переходе за счёт накопления избыточных зарядов, смещающих переход в прямом направлении.
3. В тринисторе происходит открытие прибора за счёт подачи небольшого управляющего тока.
4. Симистор – прибор, который имеет одинаковые вольт-амперные характеристики при различных полярностях приложенного напряжения.

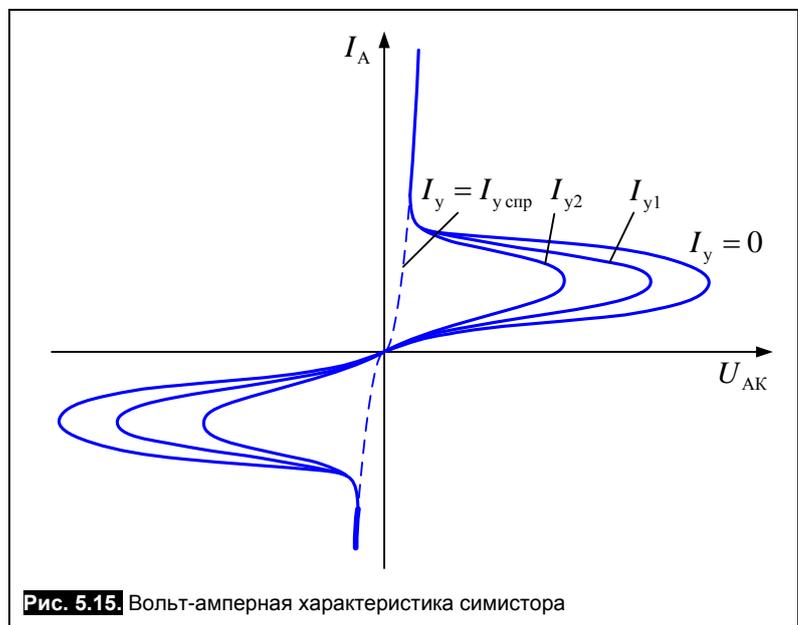


Рис. 5.15. Вольт-амперная характеристика симистора

5.4. Основные параметры тиристоров

Силовые тиристоры характеризуются параметрами, аналогичными тем, которые рассматривались выше для силовых диодов. Но, кроме того, в технических условиях приводятся параметры цепи

управления тиристором, а также дополнительные параметры, характеризующие силовую цепь тиристора:

1. *Напряжение переключения*: постоянное – $U_{\text{прк}}$, импульсное – $U_{\text{прки}}$ (десятки – сотни вольт).
2. *Напряжение в открытом состоянии* $U_{\text{ос}}$ – падение напряжения на тиристоре в открытом состоянии (1...3 В).
3. *Обратное напряжение* $U_{\text{обр}}$ – напряжение, при котором тиристор может работать длительное время без нарушения его работоспособности (единицы – тысячи вольт).
4. *Постоянное прямое напряжение в закрытом состоянии* $U_{\text{зс}}$ – максимальное значение прямого напряжения, при котором не происходит включение тиристора (единицы – сотни вольт).
5. *Неотпирающее напряжение на управляющем электроде* $U_{\text{уноТ}}$ – наибольшее напряжение, не вызывающее отпирание тиристора (доли вольт).
6. *Запирающее напряжение на управляющем электроде* $U_{\text{уз}}$ – напряжение, обеспечивающее требуемое значение запирающего тока управляющего электрода (единицы – десятки вольт).
7. *Ток в открытом состоянии* $I_{\text{ос}}$ – максимальное значение тока открытого тиристора (сотни миллиампер – сотни ампер).
8. *Обратный ток* $I_{\text{обр}}$ (доли миллиампер).
9. *Отпирающий ток* $I_{\text{уот}}$ – наименьший ток управляющего электрода, необходимый для включения тиристора (десятки миллиампер).
10. *Ток утечки* $I_{\text{ут}}$ – это ток, протекающий через тиристор с разомкнутой цепью управления при прямом напряжении между анодом и катодом.
11. *Ток удержания* $I_{\text{уд}}$ – минимальный прямой ток, проходящий через тиристор при разомкнутой цепи управления, при котором тиристор еще находится в открытом состоянии.
12. *Время включения* $t_{\text{вкл}}$ – это время от момента подачи управляющего импульса до момента снижения напряжения $U_{\text{ак}}$ тиристора до 10 % от начального значения при работе на активную нагрузку (единицы – десятки микросекунд).
13. *Время выключения* $t_{\text{выкл}}$, называемое также временем восстановления управляющей способности тиристора. Это время от момента, когда прямой ток тиристора становится равным нулю, до момента, когда прибор снова будет способен выдерживать прямое напряжение между анодом и катодом. Это время в основном определяется временем рассасывания неосновных носителей в зонах полупроводника (десятки – сотни микросекунд).

5.5. Применение тиристором

Силовые тиристоры получили широкое применение в различных областях силовой электроники благодаря своим управляющим свойствам.

В первую очередь это касается устройств преобразовательной техники, таких, как управляемые выпрямители, регуляторы напряжения и др. Рассмотрим наиболее характерные примеры их применения.

5.5.1. Управляемые выпрямители

Простейшей схемой управляемого выпрямителя является однофазная однополупериодная схема (**рис. 5.16, а**). Эта схема идентична схеме на **рис. 2.24**, с той лишь разницей, что вместо неуправляемого силового вентиля VD здесь используется тиристор VS – прибор с частичной управляемостью.

На интервале $(0...π)$ полярность ЭДС $e_2 = \sqrt{2}E_2 \sin \theta$ на вторичной обмотке трансформатора такая, как показана на **рис. 5.16, б**.

По отношению к тиристору VS это прямая полярность, но в отличие от обычного диода тиристор может включиться только при подаче на его управляющий электрод сигнала управления от

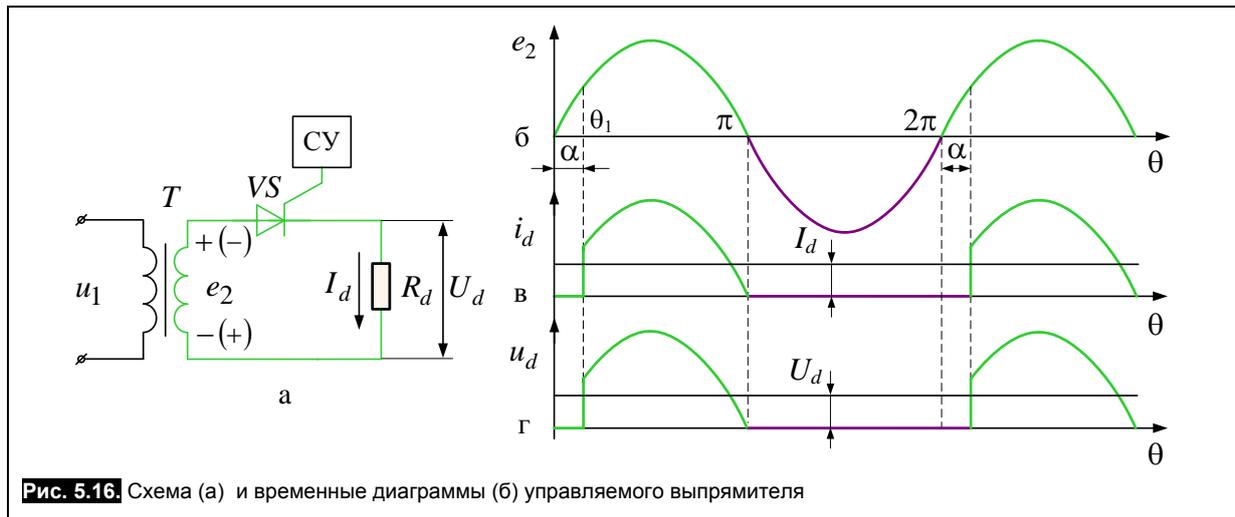


Рис. 5.16. Схема (а) и временные диаграммы (б) управляемого выпрямителя

управляющего устройства – системы управления (СУ). До поступления сигнала тиристор будет находиться в закрытом состоянии и тока пропускать не будет, несмотря на то, что к его аноду применен положительный потенциал относительно катода. Пусть сигнал управления поступит от системы управления на тиристор в точке θ_1 , со сдвигом на угол α относительно начала координат, и начнет проводить ток нагрузки (рис. 5.17, г)

$$i_d = \frac{e_2}{R_d} = \frac{\sqrt{2}E_2}{R_d} \sin \theta. \quad (5.5)$$

Падение напряжения на нагрузке при этом будет равно:

$$u_d = i_d R_d = \sqrt{2}E_2 \sin \theta. \quad (5.6)$$

В точке π полярность e_2 изменится на противоположную и тиристор закроется (естественная коммутация), так как по отношению к нему эта полярность будет обратной, запирающей. На интервале ($\pi \dots 2\pi$) тиристор открываться не может. В точке 2π полярность снова станет прямой, по отношению к тиристору, но он откроется только в точке ($2\pi + \alpha$), когда снова поступит сигнал управления и т.д.

Постоянную составляющую напряжения на нагрузке (выпрямленного напряжения) найдем, как

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}E_2 \sin \theta d\theta = \frac{\sqrt{2}E_2}{2\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (5.7)$$

Если менять угол α в пределах от 0 до π , то получим:

$$U_{d \max} = U_d \Big|_{\alpha=0} = \frac{2\sqrt{2}E_2}{2\pi} = 0,45E_2, \quad U_{d \min} = U_d \Big|_{\alpha=\pi} = 0.$$

То есть, меняя угол α от 0 до π , изменяем постоянную составляющую выпрямленного напряжения в пределах от $U_{d \max} = 0,45E_2$ до 0.

Угол α называется *углом управления*.

По этому же принципу осуществляется регулирование выпрямленного напряжения во всех других рассмотренных ранее схемах выпрямления, если вместо обычных силовых диодов у них использовать управляемые вентили – тиристоры.

5.5.2. Регуляторы переменного напряжения

Для регулирования переменного напряжения в нагрузке широкое применение получили тиристорные регуляторы. Простейшая схема такого регулятора приведена на рис. 5.17, а. Два тиристора VS1 и VS2 включены встречно-параллельно в цепь нагрузки z_H . Каждый тиристор работает на своём полупериоде (положительном или отрицательном). Причём открываются они с углом управления α (рис. 5.17, б), а закрываются в момент перехода тока нагрузки через нуль. Регулируя угол α , можно регулировать напряжение U_H в широких пределах от $U_{H \max} = U_c$ до $U_{H \min} = 0$.

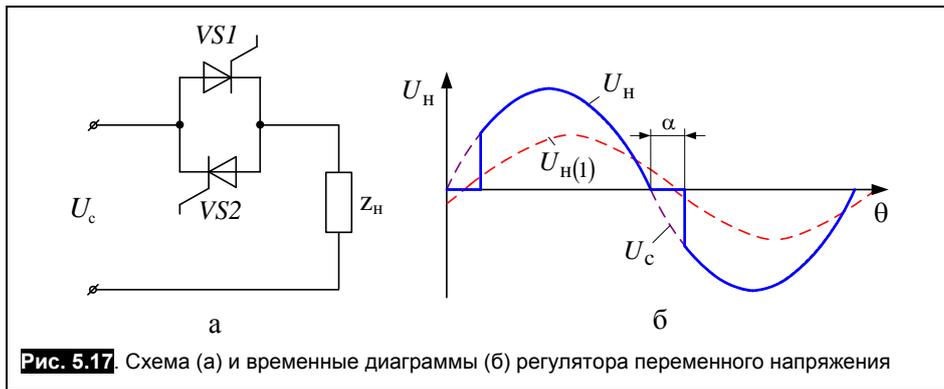


Рис. 5.17. Схема (а) и временные диаграммы (б) регулятора переменного напряжения

Однако такой способ регулирования сильно искажает форму кривой напряжения и изменяет фазу его первой гармоники.

Поэтому в ряде случаев более предпочтительными могут оказаться импульсные регуляторы переменного напряжения, простейшая схема которого представлена на рис. 5.18.

Здесь в цепь нагрузки z_H включена последовательно обмотка w_2 высокочастотного трансформатора T , которая периодически замыкается накоротко ключом $K1$, а первичная обмотка w_1 периодически подключается ключом $K2$ на напряжение питающей сети U_c . Ключи $K1$ и $K2$ работают с основной частотой $f_K \gg f_c$, причём работают они в противофазе рис. 5.19.

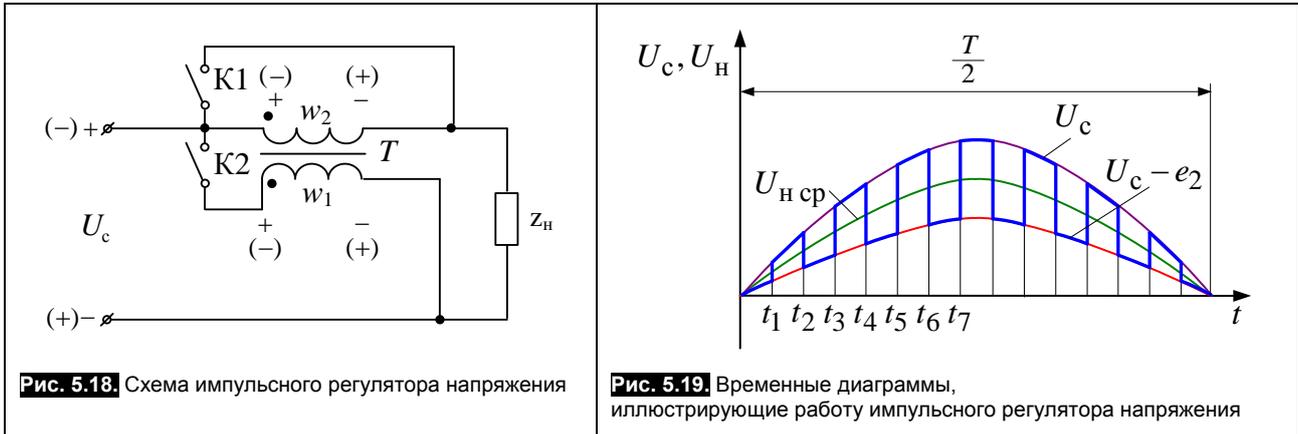


Рис. 5.18. Схема импульсного регулятора напряжения

Рис. 5.19. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу импульсного регулятора напряжения

Пусть на интервале $(0 \dots t_1)$ ключ $K1$ разомкнут, а $K2$ – замкнут. Тогда обмотка w_1 трансформатора будет подключена ключом $K2$ на напряжение питающей сети U_c . Полагая полупериод $(0 \dots \frac{T}{2})$ положительным, обозначим полярность его на рис. 5.18 без скобок. Напряжение на вторичной обмотке трансформатора будет

$$e_2 = \frac{U_c w_2}{w_1} = \frac{U_c}{k_{тр}}, \quad (5.8)$$

где $\frac{w_1}{w_2} = k_{тр}$ – коэффициент трансформации трансформатора.

Причём полярность ЭДС e_2 будет такой, как указано на рис. 5.18 без скобок. По отношению к напряжению U_c она будет встречной и поэтому напряжение на нагрузке U_H будет равно:

$$U_H = U_c - e_2. \quad (5.9)$$

На интервале $(t_1 \dots t_2)$ ключ $K1$ замкнут, а $K2$ – разомкнут. Первичная обмотка трансформатора отключена от питающей сети, а вторичная замкнута накоротко ключом $K1$. Поэтому на этом интервале

$$U_H = U_c. \quad (5.10).$$

Далее процессы повторяются.

Таким образом, мгновенное значение напряжения на нагрузке будет представлять собой зубчатую кривую (рис. 5.19), а его среднее значение $U_{H\text{ср}}$ можно регулировать в пределах от $U_{H\text{max}} = U_c$ до $U_H = U_c - e_2$ в зависимости от соотношения времени замкнутого состояния ключей $K1$ и $K2$. Учитывая, что частота, на которой работают ключи f_K значительно больше частоты сети f_c , высокочастотные пульсации напряжения нагрузки можно легко убрать при помощи простейших фильтров. Рассмотренный пример позволяет регулировать выходное напряжение только вниз от напряжения сети U_c , т.е. осуществляется *вольтоотбавка*. Если поменять местами начало и конец какой-либо из обмоток трансформатора w_1 или w_2 , то получим *вольтодобавку* и выходное напряжение U_H можно будет регулировать в сторону увеличения по отношению к напряжению питающей сети U_c . Существуют схемы регуляторов, которые обеспечивают регулирование выходного напряжения и вверх и вниз по отношению к U_c .

Контрольные вопросы

1. Что такое тиристор?
2. Какие разновидности тиристоров существуют?
3. Почему коллекторный переход тиристора оказывается смещенным в обратном направлении при переключении тиристора из закрытого состояния в открытое?
4. В чем преимущества тринистора перед динистором?
5. Какими способами можно перевести тиристор из открытого состояния в закрытое?
6. Что такое двухоперационный тиристор?
7. Какова структура и принцип действия симметричных тиристоров?
8. Чем отличается управляемый выпрямитель от неуправляемого?
9. Что такое импульсный регулятор напряжения?

6. ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Оптоэлектроника – раздел науки и техники, в котором изучаются вопросы генерации, обработки, запоминания и хранения информации на основе совместного использования оптических и электрических явлений.

В современной технике находят широкое применение оптоэлектронные полупроводниковые приборы.

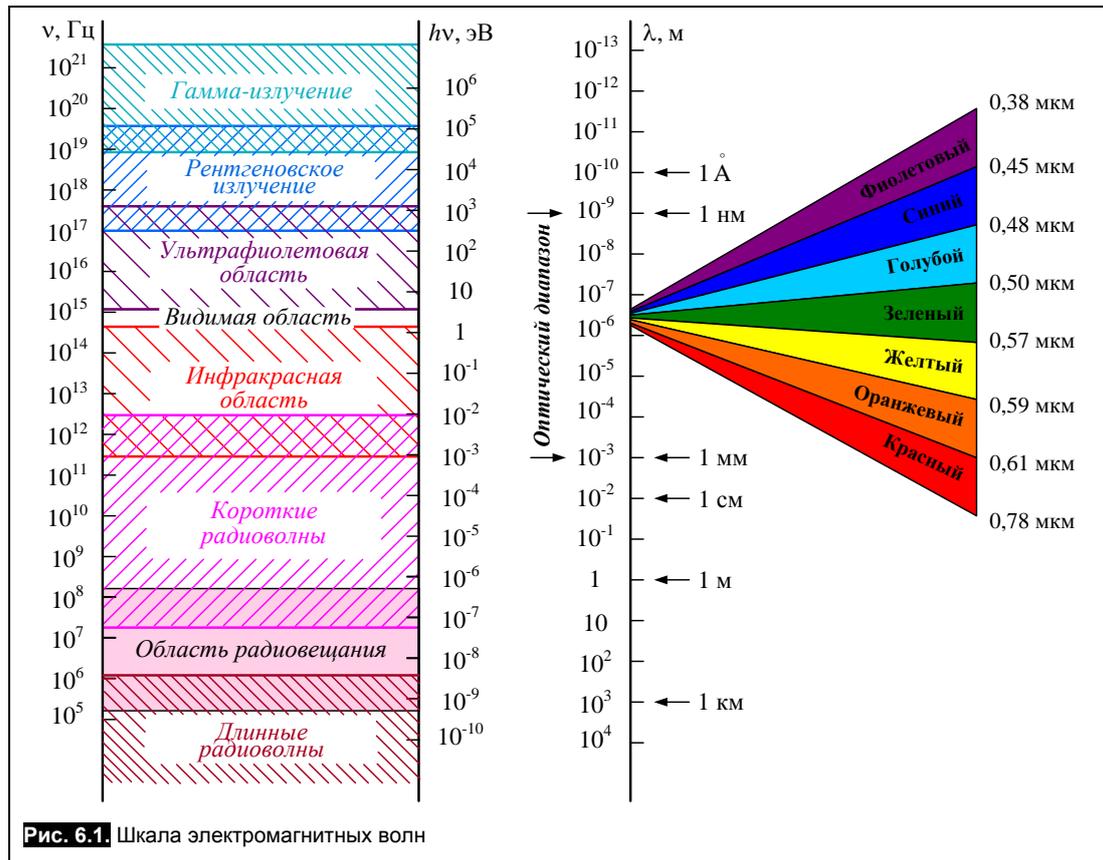
Оптоэлектронный полупроводниковый прибор – это полупроводниковый прибор, излучающий или преобразующий электромагнитное излучение, чувствительный к этому излучению в инфракрасной, видимой или ультрафиолетовой областях спектра или использующий подобное излучение для внутреннего взаимодействия его элементов.

В оптоэлектронике в качестве носителя информации используются электромагнитные волны оптического диапазона. Длины волн оптического излучения лежат в диапазоне от 1 нм до 1 мм (рис. 6.1).

Световой луч в оптоэлектронике выполняет те же функции управления, преобразования и связи, что и электрический сигнал в электрических цепях.

В оптических цепях в качестве носителей сигналов выступают электрически нейтральные фотоны, которые в световом потоке не взаимодействуют между собой, не смешиваются и не рассеиваются. Оптические цепи не подвержены влиянию электрических и магнитных полей. В электрических же цепях носителями заряда являются электроны, которые взаимодействуют с внешними электрическими и магнитными полями, что требует экранирования и защиты от них. В электрических цепях трудно осуществить гальваническую развязку по постоянному току и на низких частотах.

Невосприимчивость оптического излучения к различным внешним воздействиям и электронейтральность фотона являются не только достоинствами, но и недостатками, поскольку затрудняют управление интенсивностью распространения светового потока.



Компоненты оптоэлектроники и электроники существуют, не противореча друг другу, и применяются в тех областях, где их применение целесообразно.

По принципу действия оптоэлектронные приборы подразделяются на приборы, использующие *внешний фотоэффект* и *внутренний фотоэффект*.

6.1. Фотоэлектрические приборы на основе внешнего фотоэффекта

Внешний фотоэффект – это явление выбивания электронов с поверхности металла под действием светового излучения. Это явление ещё называют фотоэлектронной эмиссией. Лучистая энергия излучается в виде квантов света (фотонов) с энергией

$$E = \hbar\nu, \tag{6.1}$$

где \hbar – постоянная Планка ($\hbar = 6,62 \cdot 10^{-34}$ Джс); ν – частота электромагнитного колебания

$$\nu = \frac{c}{\lambda}, \tag{6.2}$$

где $c = 3 \cdot 10^8 \frac{\text{м}}{\text{с}}$ – скорость света; λ – длина волны электромагнитного излучения.

Квант лучистой энергии, будучи поглощённым атомом металла, может сообщить ему свою энергию, и если её будет достаточно для совершения работы выхода электрона из металла, то электрон покинет поверхность металла и станет свободным носителем электрического заряда.

Приборами, использующими явление внешнего фотоэффекта, являются *фотоэлементы* и *фотоэлектронные умножители*.

6.1.1. Фотоэлементы

Фотоэлемент (**рис. 6.2**) представляет собой стеклянную колбу, в которой создан вакуум и в которой размещены два электрода: *фотокатод* и *анод*.

Фотокатод – это чувствительный к световому излучению слой, состоящий из соединений сурьмы, теллура, щелочных металлов с примесями различных элементов. Этот слой покрывает больше половины внутренней поверхности колбы. Анод имеет вид проволочного кольца, сетки либо рамки.

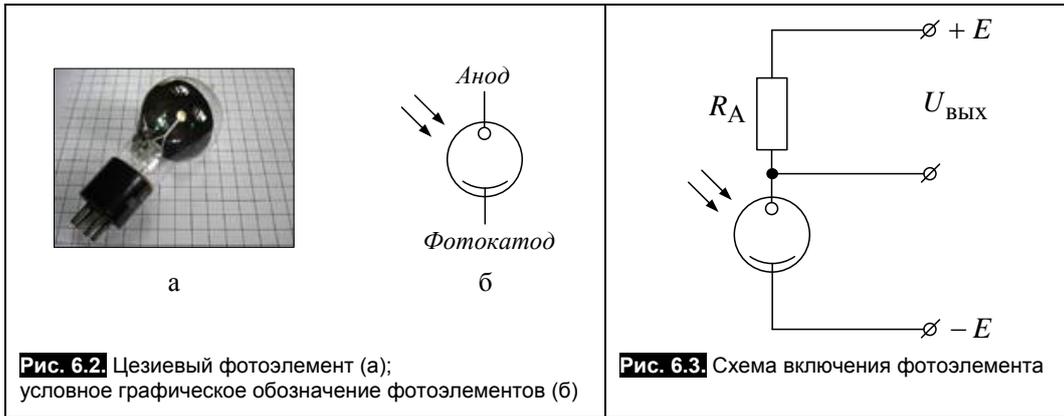


Рис. 6.2. Цезиевый фотоэлемент (а); условное графическое обозначение фотоэлементов (б)

Рис. 6.3. Схема включения фотоэлемента

Схема включения фотоэлемента показана на **рис. 6.3**. Внешний источник E создаёт между анодом и катодом электрическое поле, под действием которого электроны, выбитые с поверхности катода, устремляются к аноду, создавая анодный ток (фототок) в цепи источника. Этот ток создаёт на резисторе R_A падение напряжения, которое при неизменной величине E зависит от светового потока, падающего на фотокатод. Фотоэлементы подразделяются на *вакуумные* и *газонаполненные*. В вакуумных фотоэлементах внутри колбы создан вакуум, а в газонаполненных – под небольшим давлением введено небольшое количество инертного газа. Принцип действия у них одинаков, но у газонаполненных фотоэлементов гораздо выше чувствительность к излучению, что объясняется эффектом ионизации молекул газа и появлением дополнительных носителей электрического заряда.

Основными характеристиками фотоэлементов являются:

1. *Вольт-амперная характеристика:* $I_{\Phi} = f(U_A) \Big|_{\Phi = \text{const}}$. Это зависимость фототока от

напряжения между анодом и катодом при постоянном световом потоке. Вид типовых вольт-амперных характеристик представлен на **рис. 6.4**.

Видно, что в режиме насыщения фототок не зависит от анодного напряжения. Этот режим и является рабочим.

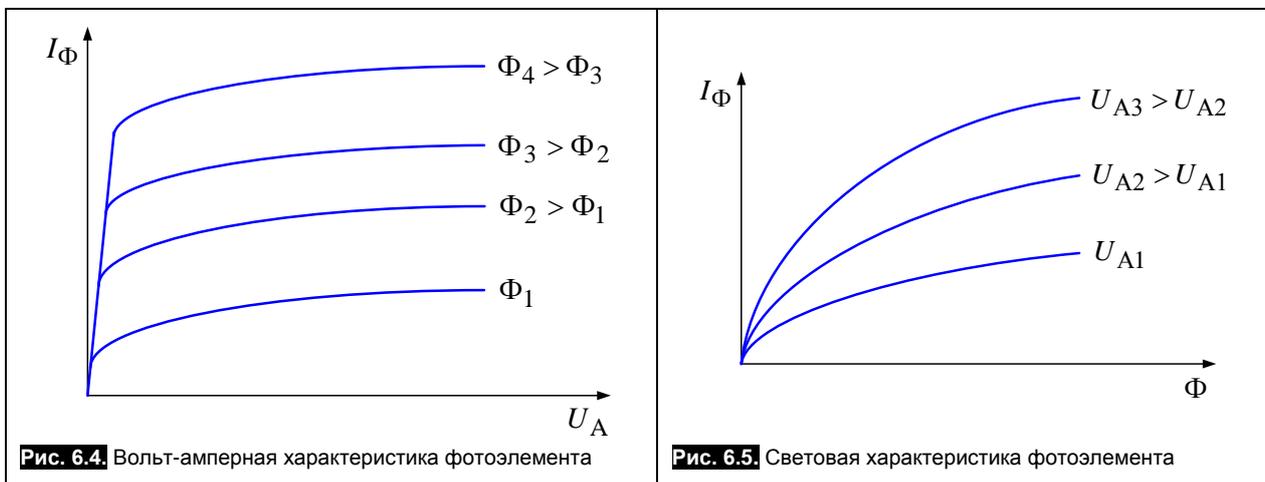


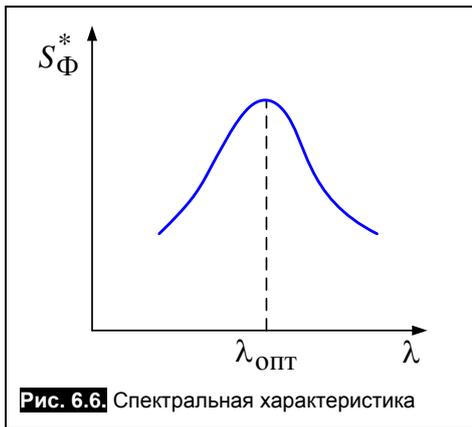
Рис. 6.4. Вольт-амперная характеристика фотоэлемента

Рис. 6.5. Световая характеристика фотоэлемента

2. *Световая характеристика* $I_{\Phi} = f(\Phi) \Big|_{U_A = \text{const}}$.

Это зависимость фототока светового потока при неизменном напряжении на аноде фотоэлемента. Вид семейства этих характеристик представлен на **рис. 6.5**.

3. *Спектральная характеристика:* $S_{\Phi}^* = f(\lambda)$ – это зависимость относительной мощности фотоэлемента от длины волны падающего на катод излучения. Вид типовой спектральной характеристики показан на **рис. 6.6**.



Спектральные характеристики фотоэлементов используют для их правильной эксплуатации.

Основными параметрами фотоэлементов являются:

1. *Чувствительность* – это отношение фототока I_{Φ} к вызвавшему этот ток потоку излучения Φ :

$$K = \frac{I_{\Phi}}{\Phi} \Big|_{U_a = \text{const}}$$

2. *Пороговая чувствительность* – минимальный световой поток, при котором полезный электрический сигнал фотоэлемента становится, различим на уровне помех.

3. *Внутреннее сопротивление* R_i :

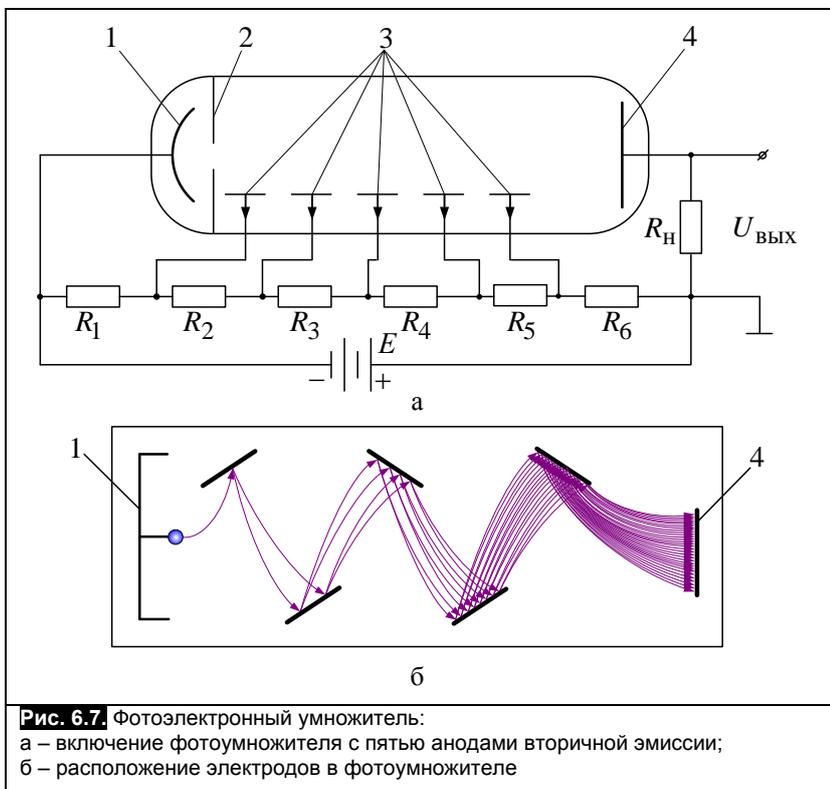
$$R_i = \frac{\Delta U_A}{\Delta I_{\Phi}} \Big|_{\Phi = \text{const}}$$

Это отношение приращения анодного напряжения к приращению фототока при неизменной величине светового потока.

Фотоэлементы применяются в различных областях науки и техники. В частности их применяют в фотореле, которые обеспечивают контроль различных величин на производстве: освещенности, прозрачности сред, качества обработки поверхности деталей и т.п. Но их недостатками являются невозможность микроминиатюризации и довольно высокие анодные напряжения (десятки – сотни вольт). Поэтому в настоящее время во многих видах аппаратуры они заменяются полупроводниковыми приемниками излучения.

6.1.2. Фотоэлектронные умножители

Фотоэлектронный умножитель – электровакуумный прибор, в котором фотоэлемент дополнен устройством усиления фототока за счет вторичной электронной эмиссии.



Схематическое устройство этого прибора показано на рис. 6.7. Обычно это стеклянная колба, в торце которой устанавливается полупрозрачный фотокатод 1, за которым устанавливается фокусирующая диафрагма 2 и несколько вторичных катодов 3, которые иногда называются ещё *динадами*, за которыми располагается анод 4. Каждый из этих электродов подключается к различным точкам делителя напряжения, подающего на эти электроды различные потенциалы. Слабый световой поток попадает на фотокатод и выбивает из него некоторое количество электронов. Под действием создаваемого источником E электрического поля эти электроны ускоряются и, попадая на вторичный катод, выбивают из него уже значительно большее

количество электронов, которые, в свою очередь, ускоряются и попадают на следующий вторичный катод и т.д. Поток электронов всё время возрастает от одного вторичного катода к другому и на анод

попадает уже мощный электронный поток, который создаёт на нагрузке R_H большое падение напряжения, пропорциональное входному световому потоку.

Коэффициент усиления фотоэлектронного умножителя:

$$K_y = \frac{I_A}{I_0} = \sigma^n, \quad (6.3)$$

где I_A – ток анода; I_0 – ток фотокатода; σ – коэффициент вторичной эмиссии; n – число вторичных фотокатодов.

Для фотоэлектронного умножителя, как и для обычных фотоэлементов, характерен темновой ток, который обусловлен термоэлектронной эмиссией фотокатода и динодов. Его величина составляет малые доли микроампера, и он может быть уменьшен охлаждением. Значением темнового тока ограничивается минимальный световой поток, который может зарегистрировать с помощью умножителя.

Фотоэлектронные умножители применяются во многих областях науки и техники: в астрономии, для измерения световых потоков, для спектрального анализа и т.п.

6.2. Фотоэлектрические приборы на основе внутреннего фотоэффекта

Внутренний фотоэффект наблюдается в полупроводниковых материалах при облучении их поверхности лучами света. Он заключается в том, что при поглощении энергии фотона атомом полупроводника может возникнуть пара «электрон – дырка», если этой энергии достаточно для перевода электрона из валентной зоны в зону проводимости, т.е. если поглощённая энергия превышает ширину запрещённой зоны. Интенсивность фотоионизации определяется энергией излучения, её потоком и спектром поглощения полупроводника.

Образование пар «электрон – дырка» обуславливает собственную электропроводность полупроводника, которая в данном случае является фотопроводимостью, причём собственная электропроводность может оказаться значительно больше проводимости примесной.

Внутренний фотоэффект широко применяется в различных фотоэлектрических приборах: фоторезисторах, фотодиодах, фототранзисторах и фототиристорах.

6.2.1. Фоторезисторы

Фоторезисторы используют в своей работе эффект фотопроводимости. Фоторезисторы выполняются в самых различных конструктивных вариантах, различного назначения, по различным технологиям и с различными параметрами, но в общем виде это – чувствительный к излучению слой полупроводника, прикреплённый к изоляционной подложке, по краям которого смонтированы токоведущие электроды. Принципиально возможно две конструкции фоторезисторов: *поперечная* и *продольная*.

В первом случае электрическое поле, прикладываемое к фоторезистору, и возбуждающий свет действуют во взаимно перпендикулярных плоскостях (рис. 6.8, б), во втором – в одной плоскости. В продольном фоторезисторе возбуждение осуществляется через электрод прозрачный для светового излучения. Поперечный фоторезистор представляет собой почти омическое сопротивление до частот порядка десятков – сотен мегагерц. Продольный фоторезистор из-за конструктивных особенностей имеет значительную электрическую ёмкость, которая не позволяет считать фоторезистор чисто омическим сопротивлением на частотах сотни – тысячи герц.

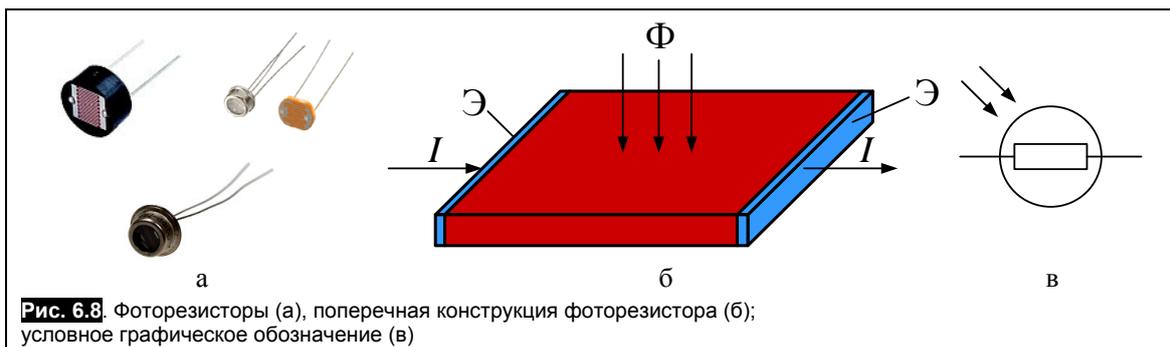


Рис. 6.8. Фоторезисторы (а), поперечная конструкция фоторезистора (б); условное графическое обозначение (в)

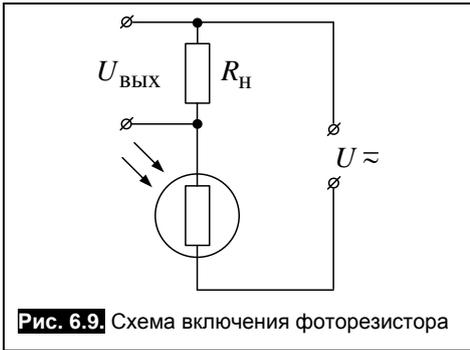


Рис. 6.9. Схема включения фоторезистора

В качестве исходного материала фоторезистора чаще всего используется теллуристый кадмий (CdTe), селенистый теллур (TeSe), сернистый висмут (BiS), сернистый кадмий (CdS) и др.

Для защиты от атмосферных воздействий верхняя поверхность фотослоя покрыта прозрачным лаком. Вся сборка может быть помещена в защитный корпус, в котором сделано окно для прохождения излучения. Он может включаться как в цепь постоянного тока, так и переменного (рис. 6.9).

При облучении фоторезистора возрастает его проводимость, и соответственно возрастает ток. Выходное напряжение, пропорциональное потоку излучения, снимается с сопротивления нагрузки R_H .

Основными характеристиками фоторезистора являются:

1. Вольт-амперные характеристики $I_{\Phi} = f(U) \Big|_{\Phi = \text{const}}$.

Это зависимости тока в фоторезисторе от напряжения источника питания E при постоянном потоке излучения Φ . Эти характеристики практически линейны (рис. 6.10). При $\Phi = 0$ через фоторезистор протекает маленький темновой ток; при освещении ток возрастает за счёт увеличения фотопроводимости.

2. Световая характеристика $I_{\Phi} = f(\Phi) \Big|_{U = \text{const}}$.

Это зависимость фототока от потока излучения при постоянном напряжении источника. Существенная нелинейность этих характеристик (рис. 6.11) объясняется не только увеличением количества носителей с увеличением потока излучения Φ , но и процесса их рекомбинации.

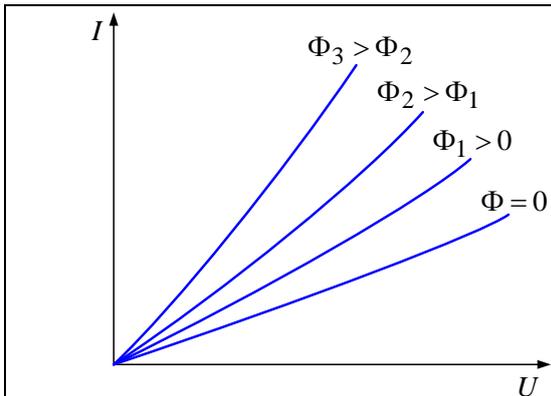


Рис. 6.10. Вольт-амперные характеристики фоторезистора

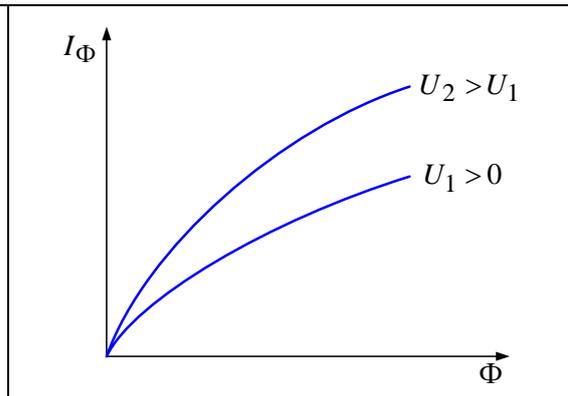


Рис. 6.11. Световая характеристика фоторезистора

3. Спектральная характеристика $S^* = f(\lambda)$, где λ – длина волны электромагнитного излучения.

Эта характеристика обусловлена материалом и технологией изготовления фотослоя. Типовой вид этой характеристики представлен на рис. 6.12.

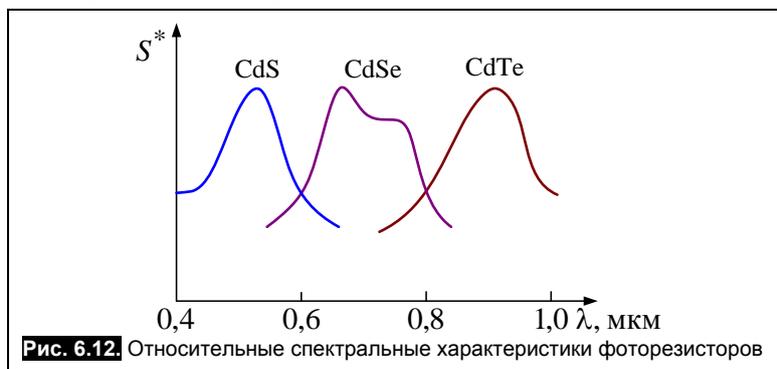


Рис. 6.12. Относительные спектральные характеристики фоторезисторов

Основными параметрами фоторезисторов являются:

1. Чувствительность: $K = \frac{I_{\Phi}}{\Phi} \Big|_{E = \text{const}}$.
2. Номинальное значение фототока $I_{\Phi \text{ ном}}$.
3. Темновое сопротивление $R_{\text{темн}}$.
4. Отношение $\frac{R_{\text{темн}}}{R_{\Phi \text{ ном}}}$.
5. Рабочее напряжение $U_{\text{раб}}$.

Значительная зависимость сопротивления фоторезистора от температуры, характерная для полупроводников, является их недостатком. Существенным недостатком фоторезисторов также является их инерционность, объясняющаяся большим временем рекомбинации электронов и дырок после прекращения воздействия излучения. На практике фоторезисторы применяются на частотах сотен герц – единиц килогерц. Собственные шумы их довольно значительны. Несмотря на эти недостатки, фоторезисторы широко применяются в различных схемах автоматики и во многих других устройствах.

6.2.2. Фотодиоды

Фотодиод представляет собой полупроводниковый фотоэлектрический прибор, содержащий p - n -переход, и использующий явление внутреннего фотоэффекта. Фотодиоды имеют различную конструкцию, различное назначение и различные параметры, но в большинстве случаев структура фотодиода бывает такой, как показано на рис. 6.13, б. На принципиальных схемах фотодиод изображается символом, показанным на рис. 6.13, в.

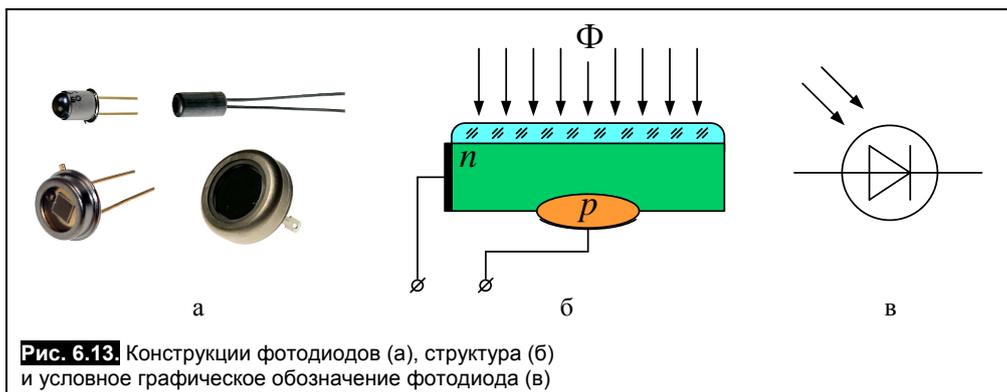


Рис. 6.13. Конструкции фотодиодов (а), структура (б) и условное графическое обозначение фотодиода (в)

Фотодиод можно использовать в двух различных включениях: *фотодиодном* и *фотогальваническом*.

Фотогальваническое включение (рис. 6.14) предполагает использование фотодиода как источника фотоЭДС, поэтому в настоящее время его называют полупроводниковый фотоэлемент.

Рассмотрим процесс возникновения фотоЭДС в фотодиоде (рис. 6.15). В отсутствие освещения фотодиода концентрация носителей в его обеих областях будет равновесной, а следовательно никакой разности потенциалов между областями не будет. Если же осветить полупроводник лучами света, то в результате поглощения энергии фотонов будут образовываться пары «электрон – дырка». Дырки в области p являются основными носителями, поэтому поле E_p p - n -перехода будет их отталкивать от границы раздела, а вот образовавшиеся свободные электроны, являясь в области p неосновными носителями, будут переброшены полем через границу раздела в область n , где они являются основными. Аналогично, в области n из образовавшихся

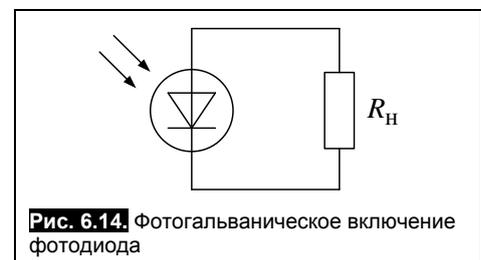


Рис. 6.14. Фотогальваническое включение фотодиода

носителей «электрон – дырка» только дырки, являясь неосновными носителями, будут переброшены через границу раздела в область p , а образовавшиеся

свободные электроны только пополнят количество основных носителей в области n , увеличив их концентрацию.

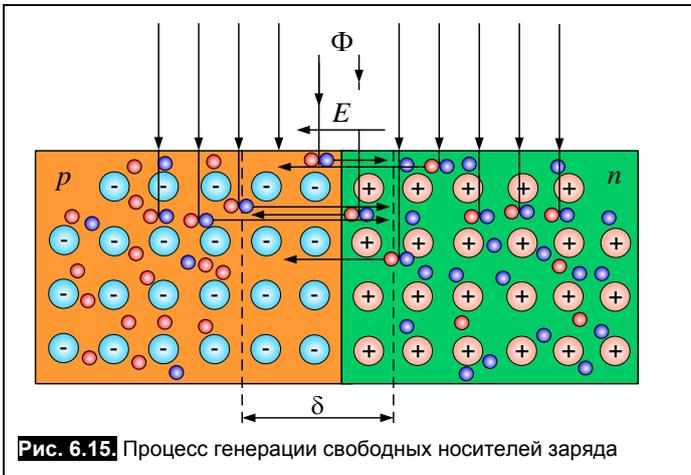


Рис. 6.15. Процесс генерации свободных носителей заряда

Таким образом, за счёт поглощённой световой энергии в полупроводнике образуются пары носителей; неосновные носители перебрасываются в соседнюю область электрическим полем p - n -перехода, а основные носители остаются в своей области; концентрация носителей возрастает и становится сверхравновесной, т.е. суммарный электрический заряд основных носителей в обеих областях полупроводника уже не уравновешивается противоположным зарядом ионов примеси, и следовательно в области p появляется суммарный положительный заряд, а в области n – суммарный отрицатель-

ный заряд, которые обуславливают возникновение разности потенциалов между областью p и областью n . Эту разность потенциалов называют фотоЭДС. Если теперь создать внешнюю электрическую цепь между областями p и n , то по ней потечёт электрический ток – фототок под действием возникшей фотоЭДС.

Следует отметить, что из всех образовавшихся в результате поглощения лучистой энергии носителей не все будут участвовать в образовании светового тока, а только те, которые попадают в зону действия электрического поля потенциального барьера, ограниченную (рис. 150) областью δ . Остальные неосновные носители, образовавшиеся вне этой зоны, скорее всего, рекомбинируют, снижая эффективность использования световой энергии. Отсюда становится ясной целесообразность конструктивного исполнения фотодиода, когда освещают не обе области полупроводника, а только одну, зато очень тонкую, когда практически все образовавшиеся под действием освещения неосновные носители будут разделены p - n -переходом.

1. Вольт-амперная характеристика $I_{\Phi} = f(U) \Big|_{\Phi = \text{const}}$. Это зависимость фототока I_{Φ} от

напряжения на фотодиоде при неизменном световом потоке.

Вольт-амперная характеристика описывается следующим уравнением:

$$U_H = \ln \left(\frac{I_{\text{св}} - I_H}{I_{\text{темн}}} + 1 \right) \frac{kT}{q}, \quad (6.4)$$

где U_H – напряжение между анодом и катодом фотодиода. В случае фотогальванического включения это – напряжение на нагрузке; $I_{\text{св}}$ – световой ток – суммарный поток носителей электрического заряда, образовавшихся вследствие внутреннего фотоэффекта и разделённых полем p - n -перехода; I_H – ток нагрузки (в случае фотогальванического включения); $I_{\text{темн}}$ – темновой ток – суммарный поток носителей электрических зарядов, пересекающих границу раздела при отсутствии освещения; k – постоянная Больцмана, $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{град}}$; q – заряд электрона, $q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ Кл}$; T – абсолютная температура.

Вид вольт-амперной характеристики показан на рис. 6.16. При $\Phi = 0$ вольтамперная характеристика фотодиода превращается в вольт-амперную характеристику обычного p - n -перехода, достаточно подробно изученную ранее. При наличии освещения ток нагрузки, как видно из рисунка, потечёт по внешней цепи от области p к области n , а внутри кристалла – от области n к области p , т.е. в направлении, которое для обыкновенного диода является обратным и откладывается вниз от нуля по оси ординат; напряжение на фотодиоде – (+) на области p , (-) на области n является прямым для обыкновенного диода.

венного диода и поэтому откладывается вправо от нуля на оси абсцисс. Фактически вольт-амперная характеристика фотодиода представляет собой вольт-амперную характеристику обычного $p-n$ -перехода, смещённую вниз и вправо в зависимости от светового потока Φ .

Точки пересечения характеристики с осями координат представляют собой напряжение холостого хода U_{xx} (или фотоЭДС) на оси абсцисс и ток короткого замыкания $I_{кз}$ на оси ординат.

Участок характеристики за точкой U_{xx} представляет собой режим, когда фотодиод работает с внешним источником ЭДС, включенным встречно по отношению к фотодиоду.

Участок за точкой $I_{кз}$ характеризует работу фотодиода с внешним источником ЭДС, включенным согласно по отношению к фотодиоду. Это и есть фотодиодное включение, которое будет рассматриваться ниже.

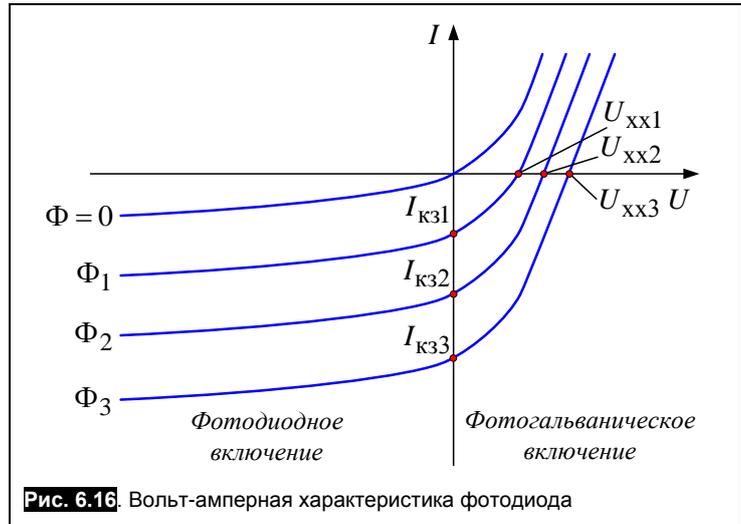


Рис. 6.16. Вольт-амперная характеристика фотодиода

2. Световая характеристика фотодиода $I_{св} = f(\Phi)$ или $E = f(\Phi)$ представлена на рис. 6.17.

Как следует из выражения (6.4), напряжение на фотодиоде или, в режиме холостого хода, фотоЭДС E изменяется по логарифмическому закону при возрастании светового потока Φ , а световой ток $I_{св}$ прямо пропорционально зависит от светового потока Φ . Поэтому при увеличении светового потока Φ характеристики смещаются неодинаково по оси абсцисс и по оси ординат. Так по оси ординат, где откладывается световой ток, характеристики, смещаются равномерно при изменении светового потока. По оси абсцисс, где откладывается $U_{xx} = E$, эти характеристики смещаются не линейно, а в соответствии с кривой $E = f(\Phi)$.

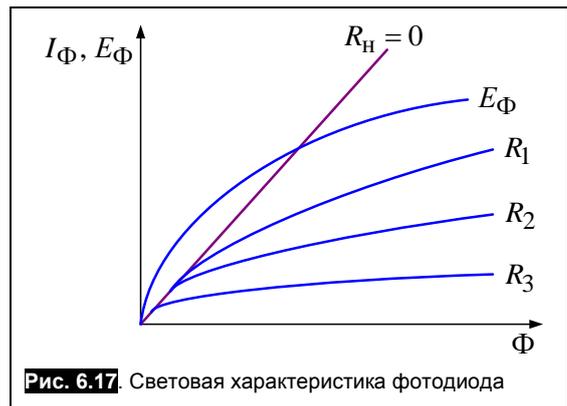


Рис. 6.17. Световая характеристика фотодиода

3. Спектральная характеристика. Это – зависимость $S^* = f(\lambda)$, где S^* – относительная мощность фотодиода; λ – длина волны электромагнитного излучения. Вид этой характеристики представлен на рис. 6.18.

Зависимость 1 представляет собой относительную мощность солнечного излучения. Другие две зависимости показывают относительную мощность фотодиодов, выполненных на основе кремния и германия. Очевидно, что в области видимой части спектра солнечного излучения наибольшую относительную мощность имеет фотодиод на основе кремния. Именно из кремния делают чаще всего фотодиоды, работающие в этой области длин волн.

Фотодиодное включение представлено на рис. 6.19.

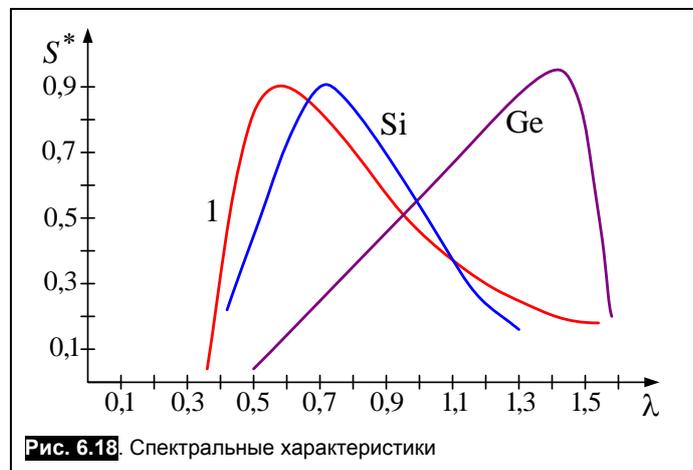


Рис. 6.18. Спектральные характеристики

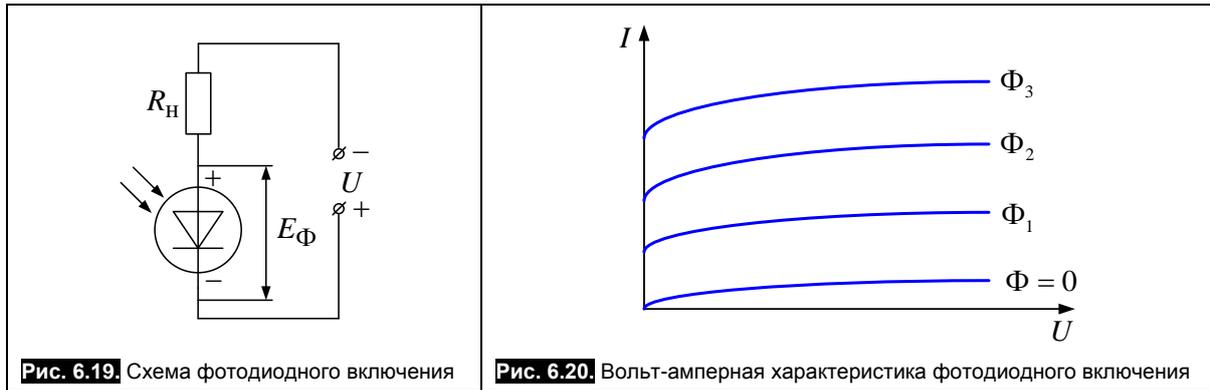


Рис. 6.19. Схема фотодиодного включения

Рис. 6.20. Вольт-амперная характеристика фотодиодного включения

В данном случае фотодиод работает с внешним источником U , который по отношению к затемнённому фотодиоду включен в обратном, запирающем направлении, и следовательно, при отсутствии освещения ток в цепи практически отсутствует. При освещении фотодиода появляется фотоЭДС E_{Φ} , которая по отношению к источнику E включена последовательно и согласно и в цепи нагрузки появляется ток, пропорциональный световому потоку Φ . Этот режим иллюстрируется отрезками вольт-амперной характеристики фотодиода в третьем квадранте (рис. 6.16). Однако в справочной литературе эти характеристики приводятся чаще в первом квадранте (рис. 6.20) для удобства использования.

Основными параметрами фотодиодов являются:

1. Чувствительность $K = \frac{I_{св}}{\Phi}$;
2. Рабочее напряжение $U_{раб}$;
3. Динамическое сопротивление $R_{д} = \left. \frac{\Delta U}{\Delta I} \right|_{\Phi = const}$.

В настоящее время важное значение имеют полупроводниковые фотоэлементы, используемые в качестве преобразователей солнечной энергии в электрическую. Из таких элементов создают солнечные батареи, которые обладают сравнительно высоким КПД (до 20 %) и могут развивать мощность до нескольких киловатт. Солнечные батареи являются основными источниками питания искусственных спутников Земли, космических кораблях, автоматических метеостанциях и др. Практическое применение солнечных батарей непрерывно расширяется.

6.2.3. Фототранзисторы

Фототранзистор – это полупроводниковый фотоэлектрический прибор с двумя $p-n$ переходами. Устройство и принцип действия фототранзистора такие же, как и биполярного транзистора. Отличие же заключается в том, что внешняя часть базы является фоточувствительной поверхностью, а в корпусе имеется окно для пропускания света (рис. 6.21).

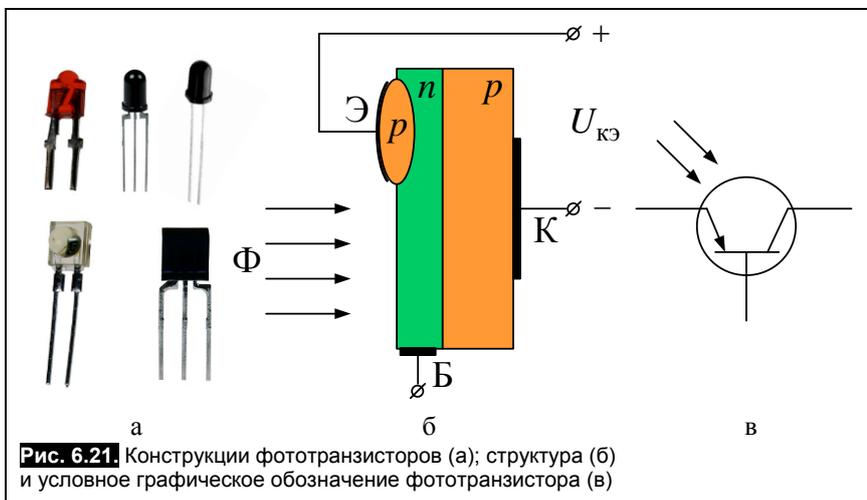


Рис. 6.21. Конструкции фототранзисторов (а); структура (б) и условное графическое обозначение фототранзистора (в)

Иногда фототранзистор имеет только два вывода: эмиттерный и коллекторный.

Принцип действия фототранзистора заключается в следующем. В затемнённом состоянии и отсутствии входного сигнала на базе транзистор закрыт и в его коллекторной цепи протекает небольшой обратный ток коллекторного перехода. При освещении базовой области лучами света там происходит

возникновение пар «электрон – дырка». Неосновные носители (в нашем случае дырки) подхватываются полем коллекторного перехода и перебрасываются в область коллектора, а в базе остаётся нескомпенсированный заряд электронов – основных носителей – который приводит к снижению потенциального барьера эмиттерного перехода и к инжекции дырок из эмиттера в базу. Это приведёт к увеличению коллекторного тока, как если бы на вход транзистора был бы подан входной сигнал, вызвавший такую же инжекцию носителей. Но здесь вместо входного электрического сигнала был использован световой сигнал. Коллекторный ток $I_K = \beta I_\Phi$, где β – коэффициент передачи транзистора по току; I_Φ – фототок, возникший в базовой области под действием светового входного сигнала. Таким образом, чувствительность фототранзистора в β раз больше чувствительности фотодиода.

Схемы включения его, так же, как и биполярного транзистора, могут быть с общей базой, общим эмиттером, с общим коллектором. В качестве примера на **рис. 6.22** приведена схема включения с общим эмиттером.

Вольт-амперная характеристика фототранзистора очень напоминает выходные характеристики биполярного транзистора (**рис. 6.23**), с той лишь разницей, что снимаются они при постоянном световом потоке. Остальные характеристики фототранзистора идентичны характеристикам фотодиода. Основными недостатками фототранзистора являются его большая температурная зависимость и плохие частотные свойства.

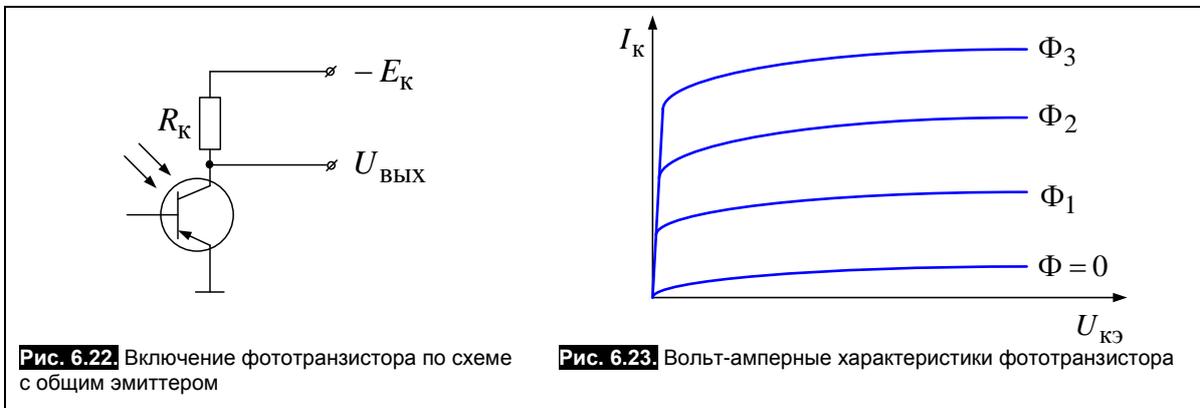


Рис. 6.22. Включение фототранзистора по схеме с общим эмиттером

Рис. 6.23. Вольт-амперные характеристики фототранзистора

6.2.4. Фототиристоры

По такому же принципу, как и управление фототранзистором, можно управлять и тиристором. Такой прибор называется *фототиристором*.

Вместо управляющего электрода сигнал управления в виде потока лучистой энергии (**рис. 6.24**) подаётся в специальное окно в корпусе прибора, что приводит к тем же явлениям, как если бы был подан электрический сигнал управления на управляющий электрод. Все остальные характеристики такого тиристора аналогичны характеристикам обычного тиристора с электрическим управлением.

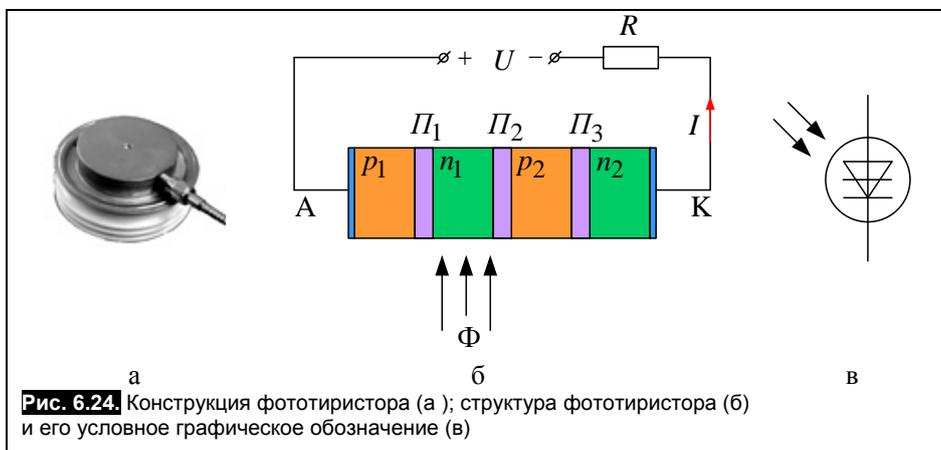
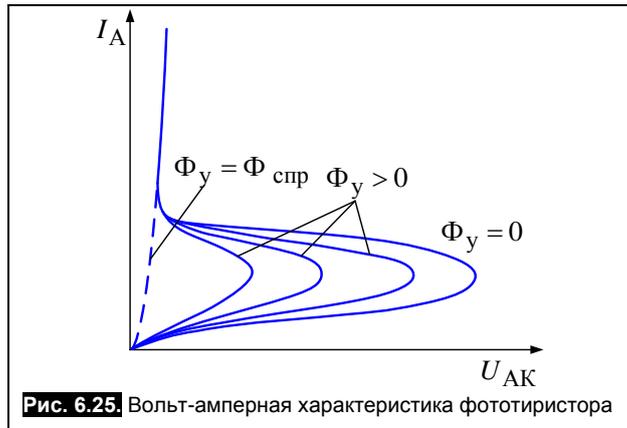


Рис. 6.24. Конструкция фототиристора (а); структура фототиристора (б) и его условное графическое обозначение (в)

На **рис. 6.25** представлена вольт-амперная характеристика фототиристора.

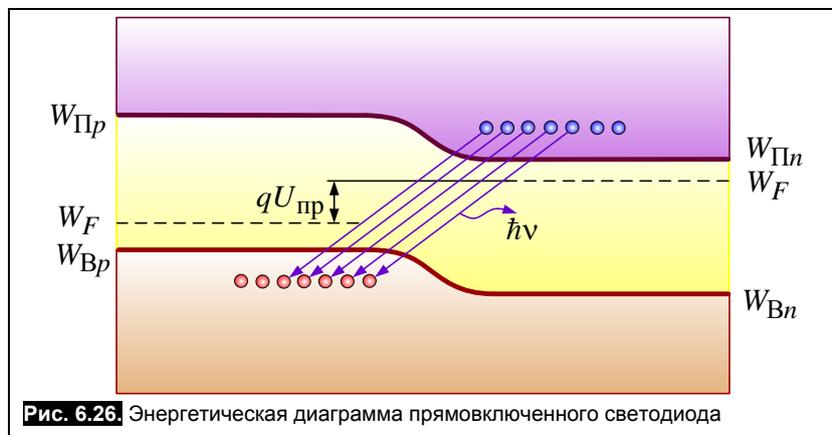
Фототиристоры используются для коммутации световым сигналом электрических сигналов большой мощности. Сопротивление фототиристора изменяется от 10^8 Ом (в запертом состоянии) до 10^{-1} Ом в открытом состоянии. Время переключения тиристоров лежит в пределах $10^{-5} \dots 10^{-6}$ с.



6.3. Светодиоды

Светодиод, или **светоизлучающий диод (СИД)** – это полупроводниковый диод на основе *p-n*- или гетероперехода, излучающий кванты света при протекании через него прямого тока.

Принцип действия светодиодов основан на использовании явления излучательной рекомбинации. Когда через *p-n*-переход протекает прямой ток (**рис. 6.26**), то при этом происходит рекомбинация носителей, т.е. заполнение свободного энергетического уровня в валентной зоне электроном, находящимся в зоне проводимости, что, естественно, сопровождается выделением энергии. Чаще всего эта энергия выделяется в виде тепла, но можно подобрать такие полупроводниковые материалы, в которых явление рекомбинации будет сопровождаться излучением квантов лучистой энергии. Обычно это наблюдается в полупроводниках, представляющих собой двойные и тройные соединения.



По характеристике излучения светодиоды разделяют на две группы:

- Светодиоды с излучением в видимой части спектра;
- Светодиоды с излучением в инфракрасной части диапазона.

Конструктивное оформление светодиодов также различное, однако, чаще всего они выполняются в виде монокристалла полупроводника, в котором создан *p-n*-переход; кристалл вмонтирован в стеклянный корпус-линзу, свободно пропускающую излучаемый свет (**рис. 6.27**).

Светодиоды нашли широкое применение в устройствах отображения информации, в вычислительных устройствах для ввода – вывода информации, а также в устройствах *оптоэлектроники*.

Светодиоды могут иметь несколько *p-n*-переходов, расположенных на одном монокристалле. В зависимости от их включения или режима работы они излучают в различных областях спектра и имеют управляемый цвет свечения. При этом используются или зависимость интенсивности отдельных частот излучения от тока *p-n*-перехода, или смешение излучений двух светодиодов, имеющих свечение разного цвета.

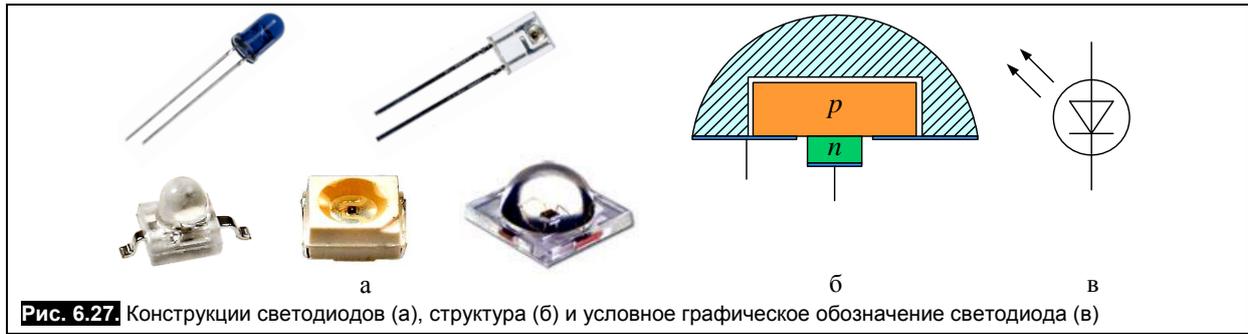


Рис. 6.27. Конструкции светодиодов (а), структура (б) и условное графическое обозначение светодиода (в)

Наибольшее распространение получил второй случай. Как видно из **рис. 6.28**, на кристалле полупроводника созданы два $p-n$ -перехода.

Примеси подобраны таким образом, что один переход излучает свет красного цвета, а другой – зеленого. При их смешивании получается желтый цвет. В структуре имеется три (1, 2, 3) вывода, что позволяет через каждый $p-n$ -переход пропускать свое значение тока. Изменяя токи переходов, удастся менять цвет излучения от желто-зеленого до красно-желтого оттенка, а также получать чистые красный и зеленый цвета.

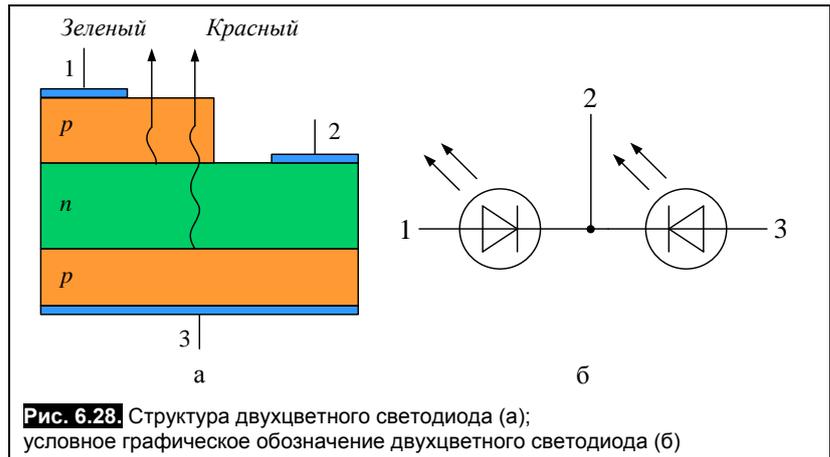


Рис. 6.28. Структура двухцветного светодиода (а); условное графическое обозначение двухцветного светодиода (б)

Комбинируя включение отдельных переходов, можно получить изображение светящейся цифры, буквы или знака. Для этого на базе светодиодов выпускаются *знакосинтезирующие индикаторы* (**рис. 6.29**), например цифровые, которые могут быть одноразрядными (**рис. 6.29, в**) и многоразрядными (**рис. 6.29, г**). В сегментных знакосинтезирующих индикаторах каждый сегмент выполнен в виде отдельного светодиода. Для высвечивания цифр от нуля до девяти необходимо иметь по меньшей мере семь сегментов (**рис. 6.29, д**).

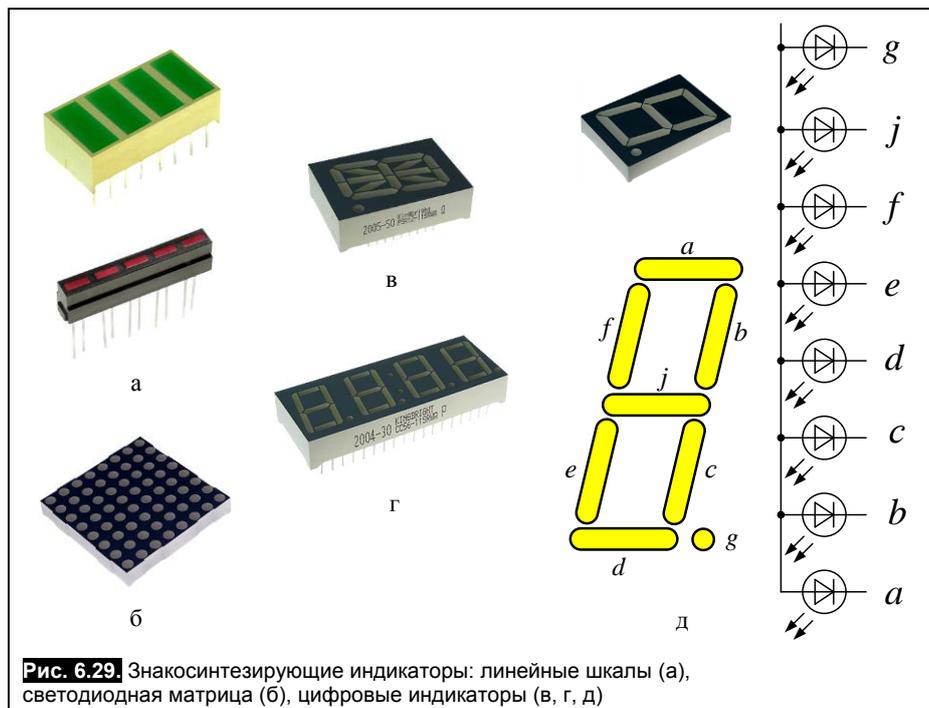


Рис. 6.29. Знакосинтезирующие индикаторы: линейные шкалы (а), светодиодная матрица (б), цифровые индикаторы (в, г, д)

Низкое напряжение питания, малые токи, миниатюрность, долговечность, высокое быстродействие – основные достоинства светодиодных индикаторов отображения информации.

Долгое время развитие светодиодов сдерживалось отсутствием приборов, излучающих в синем диапазоне. Попытки реализовать синие и зелёные светодиоды были связаны с использованием кристаллов нитрида галлия GaN и селенида цинка ZnSe.

У светодиодов на основе SiC оказался слишком мал КПД и низок квантовый выход излучения (то есть число излучённых квантов на одну рекомбинировавшую пару). У светодиодов на основе твёрдых растворов селенида цинка ZnSe квантовый выход был выше, но они перегревались из-за большого сопротивления и служили недолго. Оставалась надежда на нитриды.

Исследования свойств нитридов элементов группы III (AlN, GaN, InN) и их сплавов, представляющих собой широкозонные полупроводники с прямыми оптическими переходами, позволили заключить, что они являются наиболее перспективными материалами для изготовления светодиодов, излучающих во всей видимой и ультрафиолетовой (240...620 нм) областях спектра.

Основной причиной, препятствовавшей получению высококачественных пленок GaN, было отсутствие подходящих подложек, параметры решётки и коэффициент теплового расширения которых соответствовали бы GaN. Долгое время такие плёнки выращивали на сапфире (рассогласование решеток 13,5%), достоинствами которого являются лишь термическая стойкость и возможность очистки перед началом роста. Другая проблема – получение кристаллов р-типа. Первые работы в этом направлении были начаты ещё в 60е годы XX века, однако все попытки надёжно внедрить элементы группы II (Mg, Zn, Be) как примеси замещения, которые бы действовали как акцепторы, завершились неудачей. Впоследствии в разработке синих светодиодов участвовали отечественные и зарубежные ученые.

Первый коммерческий синий светодиод был сделан Шуджи Накамурой (*Shuji Nakamura*) (*Nichia Chemical Industries*, Япония) в начале 1994 года на основе гетероструктуры InGaN/AlGaIn с активным слоем InGaN, легированным Zn (рис. 6.30). Выходная мощность составляла 3 мВт при прямом токе 20 мА с квантовым выходом 5,4% на длине волны излучения 450 нм. Вскоре после этого за счёт увеличения концентрации In в активном слое был изготовлен зелёный светодиод, излучавший с силой света 2 кд. Он состоит из 3нм активного слоя InGaN, заключённого между слоями р-AlGaIn и n-GaN, выращенными на сапфире. Такой тонкий слой InGaN сводит к минимуму влияние рассогласования решётки: упругое напряжение в слое может быть снято без образования дислокаций и качество кристалла остаётся высоким. В 1995 году при ещё меньшей толщине слоя InGaN и более высоком содержании In удалось повысить силу света до 10 кд на длине волны 520 нм, а квантовую эффективность до 6,3%, причём измеренное время жизни

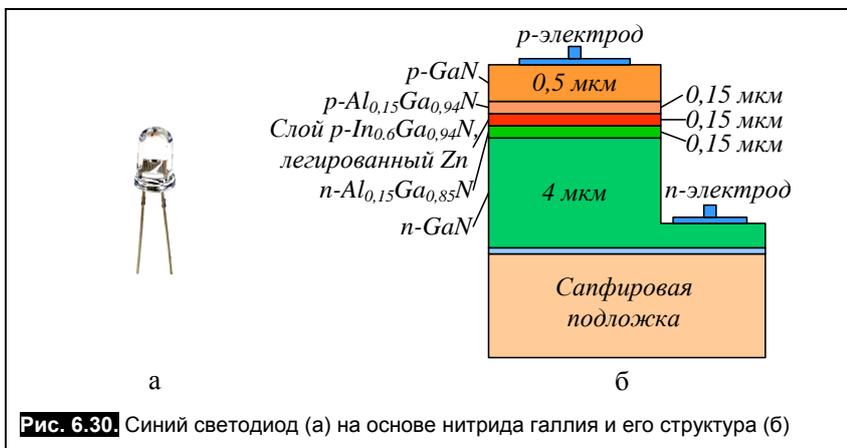


Рис. 6.30. Синий светодиод (а) на основе нитрида галлия и его структура (б)

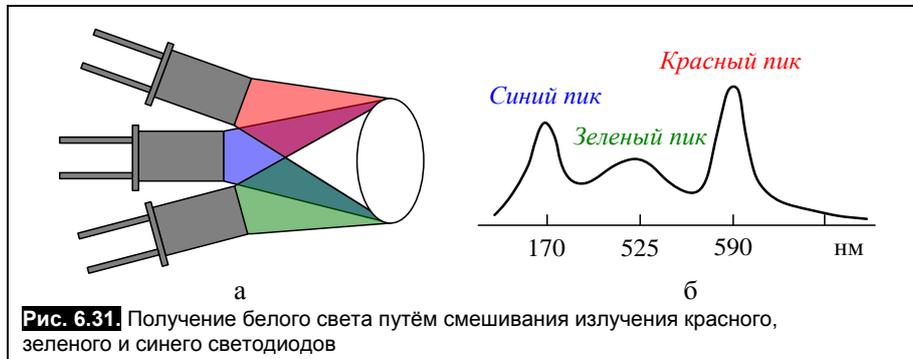
ни светодиодов составляло 50000 ч, а по теоретическим оценкам – более 106 тысяч часов (~150 лет!).

На сегодняшний день внешний квантовый выход излучения светодиодов на основе GaN и его твёрдых растворов (InGaN, AlGaIn) достиг значений 29/15/12% соответственно для фиолетовых/голубых/зелёных светодиодов; их светоотдача достигла значений 30...50 лм/Вт. Внутренний квантовый выход для «хороших» кристаллов с мощным теплоотводом достигает почти 100%, рекорд внешнего квантового выхода для красных светодиодов составляет 55%, а для синих 35%. Внешний квантовый выход излучения жёлтых и красных светодиодов на основе твёрдых растворов AlInGaP достиг значений 25...55%, а светоотдача соответственно достигла 100 лм/Вт, т.е. сравнялась со светоотдачей лучших современных люминесцентных ламп.

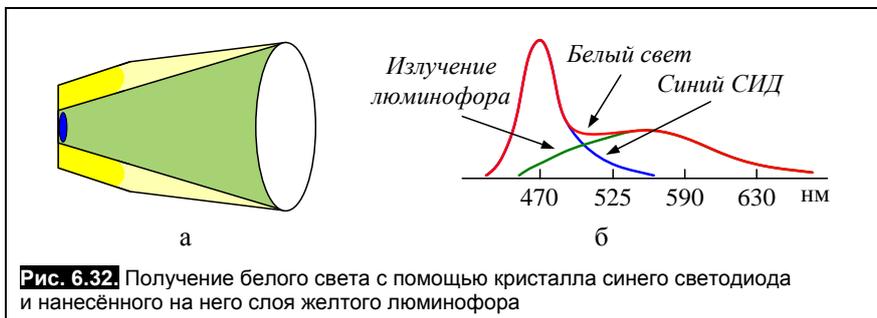
Создание синих светодиодов сделало возможным получение светодиодов белого свечения. Существует четыре способа получения белых светодиодов, каждый из которых имеет свои достоинства и недостатки:

Смешение излучения светодиодов трёх или более цветов. На рис. 6.31 белый свет получается путем смешивания в определённой пропорции излучения красного, зелёного и синего светодиодов.

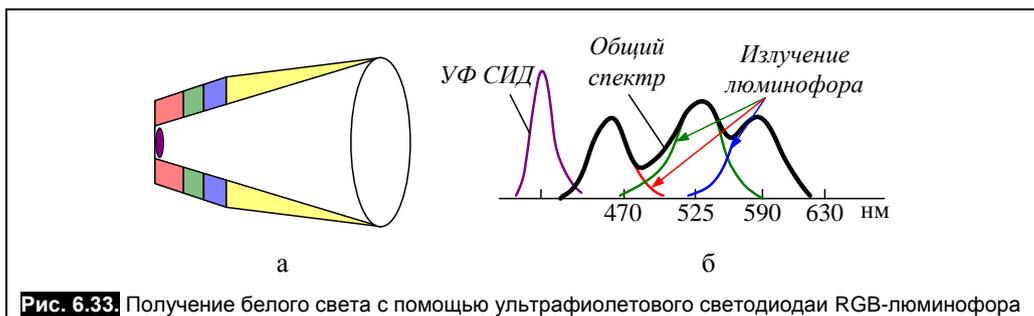
Для каждого из светодиодов можно подобрать значения тока, соответствующие максимуму его внешнего квантового выхода излучения (число излученных квантов на одну рекомбинировавшую пару «электрон – дырка»). Однако при этих токах и напряжениях интенсивности каждого цвета не будут соответствовать значениям, необходимым для создания белого цвета. Добиться этого можно путем изменения числа светодиодов каждого цвета, при этом источник состоит из многих диодов. На практике данный способ неудобен, т.к. необходимо иметь несколько источников различного напряжения, множество контактов, а также устройства, смешивающие и фокусирующие свет используемых светодиодов.



Смешение синего излучения светодиода с излучением жёлто-зелёного люминофора либо зелёного и красного люминофоров. Эти два способа наиболее простые в настоящее время наиболее экономичны. На рис. 6.32 показано получение белого света при помощи кристалла синего светодиода и нанесённого на него слоя жёлтого люминофора. Состав кристалла подбирается так, чтобы его спектр излучения соответствовал спектрам возбуждения люминофоров. Люминофор наносится таким образом, что часть голубого излучения возбуждает люминофор, а часть проходит без поглощения. Толщина люминофора, форма держателя и пластикового купола подбираются так, чтобы излучение имело белое свечение в нужном телесном угле.



Смешение излучения трёх люминофоров (красного, зелёного и голубого), возбуждаемых ультрафиолетовым светодиодом (рис. 6.33). Данный способ использует технологии и материалы, которые разрабатывались для люминесцентных ламп. Однако этот способ связан с потерями энергии при преобразовании света от диода в люминофорах, а также эффективность источника излучения уменьшается, т.к. разные люминофоры имеют разные спектры возбуждения люминесценции (электромагнитное нетепловое излучение, обладающее длительностью, значительно превышающей период световых колебаний), не точно соответствующие ультрафиолетовому спектру излучения светодиода.



Светоотдача (световой поток на единицу потребляемой мощности) белых светодиодов ниже, чем у светодиодов с узким спектром излучения, потому что в них происходит двойное преобразование энергии, часть её теряется в люминофоре. В настоящее время светоотдача лучших белых светодиодов (к примеру, **рис. 6.34**) доходит до $65...75, \frac{\text{лм}}{\text{Вт}}$.

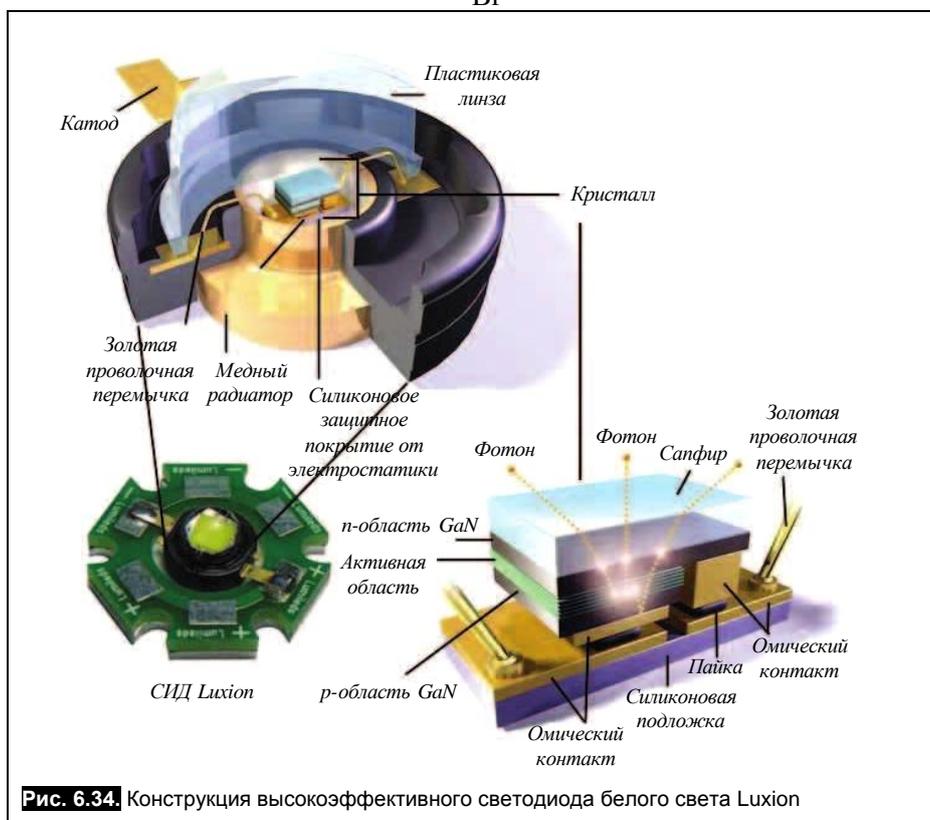


Рис. 6.34. Конструкция высокоэффективного светодиода белого света Luxipon

Светодиоды кроме высокой светоотдачи, малого энергопотребления и возможности получения любого цвета излучения имеют и ряд других замечательных свойств.

Отсутствие нити накала благодаря нетепловой природе излучения светодиодов обуславливает длительный срок службы. Производители светодиодов декларируют срок службы до 100000 часов. У ламп накаливания средний срок службы составляет 1000 часов, у люминесцентных в большинстве случаев срок службы ограничивается 10...15000 ч. Отсутствие стеклянной колбы у светодиодов определяет очень высокую механическую прочность и надежность.

Малое тепловыделение и низкое питающее напряжение гарантируют высокий уровень безопасности, а безынерционность делает светодиоды незаменимыми, когда нужно высокое быстродействие. Сверхминиатюрность и встроенное светораспределение определяют другие, не менее важные достоинства. Световые приборы на основе светодиодов оказываются компактными и удобными в установке.

Не следует забывать об экологичности светодиодов (отсутствию у них ртутисодержащих компонентов по сравнению с люминесцентными лампами), а также отсутствию электромагнитных излучений и помех, что крайне важно в современных условиях ужесточения экологических норм.

Единственный недостаток светодиодов на сегодняшний день – их цена. Пока что один люмен, излученный светодиодом, стоит в 100 раз выше, чем галогенная лампа.

Во всех устройствах, требующих передачи информации знаками определенного цвета: автодорожных и железнодорожных светофорах, панелях управления в автомобилях и самолетах, задних огнях автотранспорта, дорожных световых табло, фонарях аэродромных полос, цветовые характеристики светодиодов имеют существенные преимущества перед обычными лампами. Они не требуют цветных светофильтров; они лучше различимы глазом, поскольку близки к монохроматическим источникам света. Как источники «цветного» света светодиоды давно обогнали лампы накаливания со светофильтрами. Так, световая отдача лампы накаливания с красным светофильтром составляет всего 3 лм/Вт, в то время как красные светодиоды сегодня дают 50 лм/Вт и более.

6.4. Оптоэлектронные устройства

Элементами оптоэлектронных устройств являются фотоэлектронные приборы, рассмотренные выше, а связь между элементами не электрическая, а оптическая. Таким образом, в оптоэлектронных устройствах практически полностью устранена гальваническая связь между входными и выходными цепями и практически полностью устранена обратная связь между входом и выходом. Комбинируя элементы, входящие в оптоэлектронные устройства, можно получать самые различные их функциональные свойства. На **рис. 6.35** представлены конструкции различных оптронов.

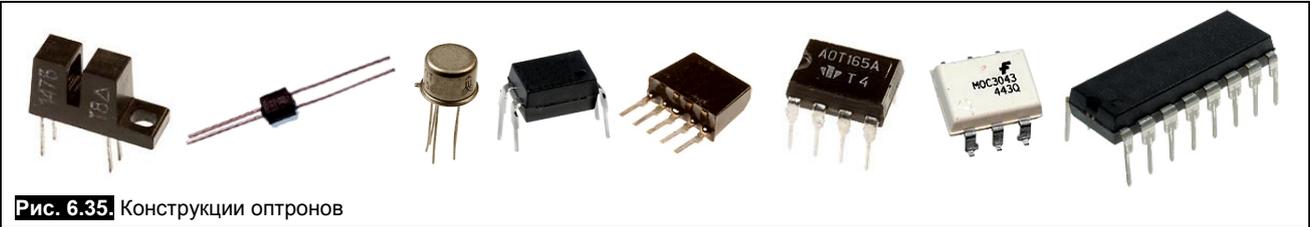


Рис. 6.35. Конструкции оптронов

Простейшим оптоэлектронным устройством является *оптрон*.

Оптрон – это устройство, объединяющее в одном корпусе светодиод и приёмник фотоизлучения, например фотодиод (**рис. 6.36**).

Входной усиливается сигнал $U_{ВХ}$ поступает на светодиод и вызывает его свечение, которое по световому каналу поступает на фотодиод. Фотодиод открывается и в его цепи протекает ток под действием внешнего источника E . Эффективную оптическую связь между элементами оптрона осуществляют с помощью средств волоконной оптики – световодов, выполненных в виде жгута из тонких прозрачных нитей, по которым сигнал передаётся за счёт полного внутреннего отражения с минимальными потерями и с высокой разрешающей способностью. Вместо фотодиода в составе оптрона может быть фототранзистор, фототиристор, фоторезистор.

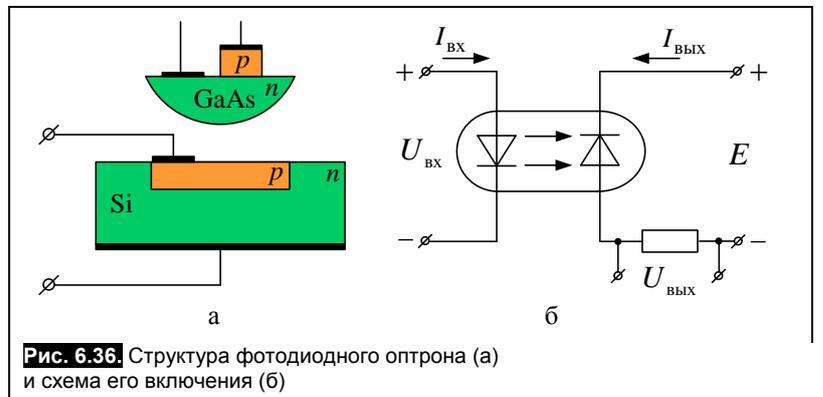


Рис. 6.36. Структура фотодиодного оптрона (а) и схема его включения (б)

На **рис. 6.37** представлены условные графические обозначения таких приборов.

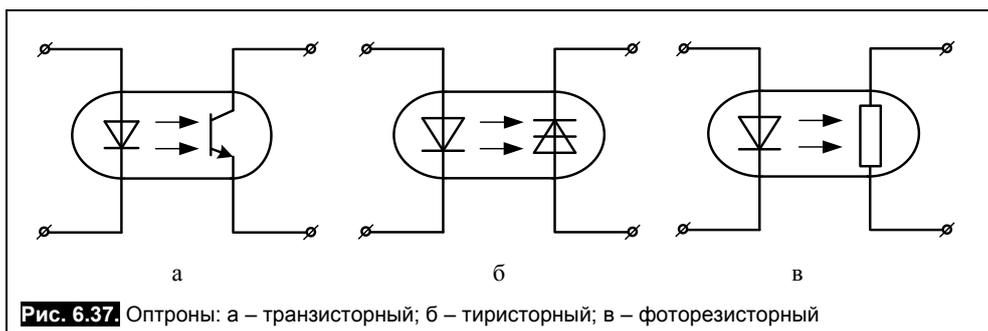


Рис. 6.37. Оптроны: а – транзисторный; б – тиристорный; в – фоторезисторный

Диодный оптрон используется в качестве ключа и может коммутировать ток с частотой $10^6 \dots 10^7$ Гц и имеет сопротивление между входной и выходной цепями – $10^{13} \dots 10^{15}$ Ом.

Транзисторные оптроны благодаря большей чувствительности фотоприемника экономичнее диодных. Однако быстродействие их меньше, максимальная частота коммутации обычно не превышает 10^5 Гц. Так же как и диодные, транзисторные оптроны имеют малое сопротивление в открытом состоянии и большое в закрытом и обеспечивают полную гальваническую развязку входных и выходных цепей.

Использование в качестве фотоприемника фототиристора позволяет увеличить импульс выходного тока до 5 А и более. При этом время включения составляет менее 10^{-5} с, а входной ток включе-

ния не превышает 10 мА. Такие оптроны позволяют управлять сильноточными устройствами различного назначения.

Выводы:

1. Работа оптоэлектронных приборов основана на принципе внутреннего фотоэффекта – генерации пары носителей заряда «электрон – дырка» под действием светового излучения.
2. Фотодиоды обладают линейной световой характеристикой.
3. Фототранзисторы имеют большую интегральную чувствительность, чем фотодиоды, благодаря усилению фототока.
4. Оптроны – оптоэлектронные приборы, в которых обеспечивается электрическая изоляция входных и выходных цепей.
5. Фотоумножители позволяют резко увеличить фототок за счёт применения вторичной электронной эмиссии.

Контрольные вопросы

1. Что такое внешний и внутренний фотоэффект?
2. Какими параметрами характеризуется фоторезистор?
3. Какие физические факторы влияют на световую характеристику фоторезистора при больших световых потоках?
4. Каковы отличия в свойствах фотодиода и фоторезистора?
5. Как в фотоэлементе происходит непосредственное преобразование световой энергии в электрическую?
6. Каковы отличия в принципе действия и свойствах фотодиода и биполярного фототранзистора?
7. Почему тиристор может управлять относительно большими мощностями, чем допустимая мощность рассеяния самого фототиристора?
8. Что такое оптопара?

ПРИЛОЖЕНИЕ. КЛАССИФИКАЦИЯ И ОБОЗНАЧЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Для унификации обозначений и стандартизации параметров полупроводниковых приборов используется система условных обозначений. Эта система классифицирует полупроводниковые приборы по их назначению, основным физическим и электрическим параметрам, конструктивно-технологическим свойствам, виду полупроводниковых материалов. Система условных обозначений отечественных полупроводниковых приборов базируется на государственных и отраслевых стандартах. Первый ГОСТ на систему обозначений полупроводниковых приборов – ГОСТ 10862–64 был введен в 1964 году. Затем по мере возникновения новых классификационных групп приборов был изменен на ГОСТ 10862–72, а затем на отраслевой стандарт ОСТ 11.336.038–77 и ОСТ 11.336.919–81. При этой модификации основные элементы буквенно-цифрового кода системы условных обозначений сохранились. Данная система обозначений логически выстроена и позволяет дополнять себя по мере дальнейшего развития элементной базы.

Основные термины, определения и буквенные обозначения основных и справочных параметров полупроводниковых приборов приведены в ГОСТах:

- 25529–82 – Диоды полупроводниковые. Термины, определения и буквенные обозначения параметров.
- 19095–73 – Транзисторы полевые. Термины, определения и буквенные обозначения параметров.
- 20003–74 – Транзисторы биполярные. Термины, определения и буквенные обозначения параметров.
- 20332–84 – Тиристоры. Термины, определения и буквенные обозначения параметров.

1. Условные обозначения и классификация отечественных полупроводниковых приборов

Система обозначений полупроводниковых приборов по ОСТ 11.336.919–81 «Приборы полупроводниковые. Система условных обозначений», которая состоит из 5 элементов. В основу системы обозначения положен буквенно-цифровой код.

Первый элемент. Первый элемент (буква или цифра) обозначает исходный полупроводниковый материал, на базе которого создан полупроводниковый прибор. Для приборов общегражданского применения используются буквы Г, К, А и И, являющиеся начальными буквами в названии полупроводникового материала. Для приборов специального применения (более высокие требования при испытаниях, например выше температура) вместо этих букв используются цифры от 1 до 4. В табл. П.1 приведены обозначения для первого элемента.

Таблица П.1

Исходный материал	Условные обозначения
Германий	Г или 1
Кремний	К или 2
Соединения галлия (например арсенид галлия)	А или 3
Соединения индия (например фосфид индия)	И или 4

Второй элемент. Второй элемент – буква, обозначает подкласс полупроводниковых приборов. Обычно буква выбирается из названия прибора, как первая буква названия (табл. П.2)

Таблица П.2

Подкласс приборов	Условные обозначения
Диоды выпрямительные, универсальные, импульсные	Д
Транзисторы биполярные	Т
Транзисторы полевые	П
Варикапы	В
Тиристоры диодные	Н
Тиристоры триодные	У
Туннельные диоды	И
Стабилитроны	С
Сверхвысокочастотные диоды	А
Излучающие оптоэлектронные приборы	Л
Оптопары	О

Третий элемент. Третий элемент – цифра, в обозначении полупроводниковых приборов, определяет основные функциональные возможности прибора. У различных подклассов приборов наиболее характерные эксплуатационные параметры различные. Например, для транзисторов – это рабочая частота и рассеиваемая мощность, для выпрямительных диодов – максимальное значение прямого тока, для стабилитронов – напряжение стабилизации и рассеиваемая мощность, для тиристоров – значение тока в открытом состоянии. В табл. П.3 приведены значения цифр в третьем элементе условных обозначений для различного класса полупроводниковых приборов.

Таблица П.3

Назначение прибора	Условные обозначения
Диоды выпрямительные, с прямым током, А:	
менее 0,3	1
0,3...10	2
Диоды прочие (магнитодиоды, термодиоды и др.)	3
Диоды импульсные, с временем восстановления, нс:	
более 500	4
150...500	5
30...150	6
5...30	7
1...5	8
с эффективным временем жизни неосновных носителей заряда менее 1 нс	9
Триодные тиристоры с максимально допустимым средним током в открытом состоянии (или импульсным), А	
незапираемые:	
менее 0,3 (менее 15)	1

Назначение прибора	Условные обозначения
0,3...10 (15...100)	2
более 10 (более 100)	7
<i>запираемые:</i>	
менее 0,3 (менее 15)	
0,3...10 (15...100)	
более 10 (более 100)	
<i>симметричные:</i>	
менее 0,3 (менее 15)	5
0,3 ... 10 (15 ... 100)	6
более 10 (более 100)	9
Диоды туннельные и обращенные:	
усилительные	1
генераторные	2
переключательные	3
обращенные	4
Варикапы:	
подстрочные	1
умножительные (варакторы)	2
Стабилитроны, стабисторы и ограничители, с напряжением стабилизации, В:	
<i>мощностью менее 0,3 Вт:</i>	
менее 10	1
10...100	2
более 100	3
<i>мощностью 0,3...5 Вт:</i>	
менее 10	4
10...100	5
более 100	6
<i>мощностью 5...10 Вт</i>	
менее 10	7
10...100	8
более 100	9
Транзисторы биполярные:	
<i>маломощные с рассеиваемой мощностью не более 0,3 Вт :</i>	
низкой частоты (граничная частота $F_{гр} < 3$ МГц)	1
средней частоты ($F_{гр} = 3 \dots 30$ МГц)	2
высокой и сверхвысокой частот (более 30 МГц)	3
<i>средней мощности (0,3...1,5 Вт):</i>	
низкой частоты ($F_{гр} < 3$ МГц)	4
средней частоты ($F_{гр} = 3 \dots 30$ МГц)	5
высокой и сверхвысокой частот (более 30 МГц)	6
<i>большой мощности (более > 1,5 Вт):</i>	
низкой частоты ($F_{гр} < 3$ МГц)	7
средней частоты ($F_{гр} = 3 \dots 30$ МГц)	8
высокой и сверхвысокой частот (более 30 МГц)	9
Транзисторы полевые:	
<i>малой мощности не более 0,3 Вт :</i>	
низкой частоты ($F_{гр} < 3$ МГц)	1
средней частоты ($F_{гр} = 3 \dots 30$ МГц)	2
высокой и сверхвысокой частот	3

Назначение прибора	Условные обозначения
(более 30 МГц)	
средней мощности (0,3...1,5 Вт):	
низкой частоты ($F_{гр} < 3$ МГц)	4
средней частоты ($F_{гр} = 3...30$ МГц)	5
высокой и сверхвысокой частот (более 30 МГц)	6
большой мощности (более > 1,5 Вт):	
низкой частоты ($F_{гр} < 3$ МГц)	7
средней частоты ($F_{гр} = 3...30$ МГц)	8
высокой и сверхвысокой частот (более 30 МГц)	9
Источники инфракрасного излучения:	
излучающие диоды	1
излучающие модули	2
Приборы визуального представления информации:	
светоизлучающие диоды	3
знаковые индикаторы	4
знаковые табло	5
шкалы	6
экраны	7
Оптопары:	
резисторные	Р
диодные	Д
тиристорные	У
транзисторные	Т

Четвертый элемент. Четвертый элемент – две либо три цифры, означает порядковый номер технологической разработки и изменяется от 01 до 999.

Пятый элемент. Пятый элемент – буква, в буквенно-цифровом коде системы условных обозначений указывает разбраковку по отдельным параметрам приборов, изготовленных в единой технологии. Для обозначения используются заглавные буквы русского алфавита от А до Я, кроме З, О, Ч, Ы, Ш, Щ, Я, схожих по написанию с цифрами.

Примеры обозначения полупроводниковых приборов:

2Д204В – кремниевый выпрямительный диод с постоянным и средним значением тока 0,3...10 А, номер разработки 04, группа В.

КС620А – кремниевый стабилитрон мощностью 0,5...5 Вт, с номинальным напряжением стабилизации более 100 В, номер разработки 20, группа А.

КТ937А – кремниевый биполярный транзистор, большой мощности, высокочастотной (с граничной частотой более 30 МГц), номер разработки 37, группа А.

КП310А – кремниевый транзистор малой мощности, с граничной частотой более 30 МГц, номер разработки 10, группа А.

2. Условные обозначения и классификация зарубежных полупроводниковых приборов

За рубежом существует множество разнообразных систем обозначений полупроводниковых приборов. Наиболее распространены три системы: *JEDEC*, *Pro Electron*, *JIS*.

Система JEDEC принята в США и поддерживается ассоциацией предприятий электронной промышленности (*Electronic Industries Alliance (EIA)*).

В системе *JEDEC* полупроводниковые приборы обозначаются следующим образом:

⟨цифра⟩⟨буква⟩⟨серийный номер⟩[суффикс].

Первая цифра – цифра, показывающая количество электрических выпрямляющих переходов в полупроводниковом приборе (1 для диодов).

Буква – всегда буква *N*.

Серийный номер – двух-, трех-, четырехзначное число, отражающее порядковый номер регистрации полупроводникового прибора в EIA. Никакой дополнительной информации, за исключением, возможно, времени регистрации, этот номер не несет.

Суффикс – отражает разбивку приборов одного типа на различные типоминималы по характерным параметрам. Он может состоять из одной или нескольких букв.

В системе JEDEC предусмотрена также цветовая маркировка полупроводниковых диодов. Такая маркировка осуществляется цветными полосками различной толщины, наносимыми по окружности цилиндрического корпуса диода.

В системе JEDEC цветовой маркировкой (по стандарту EIA-236-C) кодируются цифры серийного номера прибора (двух-, трех- или четырехзначное число). Первая цифра и буква N опускаются. Цветовое обозначение различных цифр соответствует табл. П.4.

Кодирование осуществляется от катода по следующим правилам:

1. Номера, состоящие из двух цифр, обозначаются одной (первой) черной полосой и двумя (второй и третьей) соответствующими цифрам цветными полосами. Если в обозначении имеется буквенный суффикс, то кодирование осуществляется четвертой полосой в соответствии с табл. 2.2.

2. Номера из трех цифр обозначаются тремя цветными полосами, соответствующими цифрам. Если в обозначении имеется буквенный суффикс, то кодирование осуществляется четвертой полосой в соответствии с табл. П.4.

Таблица П.4

Цветовая маркировка по системе JEDEC

Цвет	Цифра	Буква
Черный	0	–
Коричневый	1	A
Красный	2	B
Оранжевый	3	C
Желтый	4	D
Зеленый	5	E
Синий (голубой)	6	F
Фиолетовый	7	G
Серый	8	H
Белый	9	J

3. Номера, состоящие из четырех цифр, обозначаются четырьмя цветными полосами и пятой черной полосой. Если в обозначении имеется буквенный суффикс, то кодирование осуществляется пятой полосой (вместо черной) в соответствии с табл. П.4.

4. Если цвет корпуса совпадает с цветом какой-либо полосы (кроме последней), то данная полоса может не наноситься, а вместо неё оставляют свободное место соответствующей ширины.

5. Начало маркировки отстоит от края прибора на меньшее расстояние, чем конец (последняя полоса) маркировки. Если такое расположение невозможно из-за малого корпуса прибора, то первая полоса маркировки делается двойной ширины. Возможно также, что маркировка вообще не помещается целиком на приборе, в этом случае допускается использование одной полоски любого цвета для отметки вывода катода.

На рис. П.1 приведен пример цветовой маркировки диода по системе JEDEC.

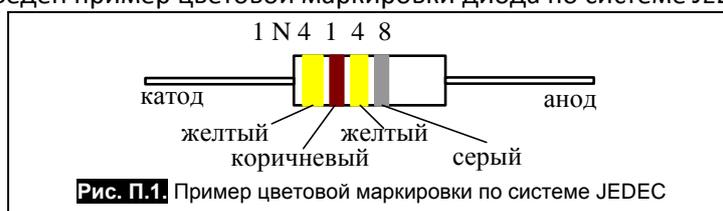


Рис. П.1 Пример цветовой маркировки по системе JEDEC

Система Pro Electron распространена в Европе и поддерживается европейской ассоциацией производителей электронных компонентов (*European Electronic Component Manufactures Association*).

Полупроводниковые приборы в системе *Pro Electron* обозначаются маркировкой, состоящей из четырех элементов.

Первый элемент – буква, соответствующая типу полупроводникового материала, из которого он изготовлен:

A – германий;

B – кремний;

C – арсенид галлия;

R – другие полупроводниковые материалы.

Второй элемент – буква, соответствующая типу полупроводникового прибора:

A – маломощные импульсные и универсальные диоды;

B – варикапы;

C – маломощные низкочастотные транзисторы;

D – мощные низкочастотные транзисторы;

E – туннельные диоды;

F – маломощные высокочастотные транзисторы;

G – приборы специального назначения (например, генераторные), а также сложные приборы, содержащие в одном корпусе несколько различных компонентов;

H – магниточувствительные диоды;

K – приборы на основе эффекта Холла;

L – мощные высокочастотные транзисторы;

M – модуляторы и умножители на основе эффекта Холла;

N – оптроны;

P – светочувствительные приборы (фотодиоды, фототранзисторы и т.п.);

Q – светоизлучающие приборы (светодиоды, ИК-диоды и т.п.);

R – маломощные переключательные приборы (тиристоры и т.п.);

S – маломощные переключательные транзисторы;

T – мощные переключательные приборы;

U – мощные переключательные транзисторы;

X – умножительные диоды (варакторы и т.п.);

Y – выпрямительные диоды, бустеры;

Z – стабилитроны, стабисторы, ограничители.

Третий элемент – буква, которая ставится только для приборов, предназначенных для применения в аппаратуре специального назначения (профессиональной, военной и т.п.). Это обычно буквы: *Z*, *Y*, *X* и *W*.

Четвертый элемент – двух-, трех- или четырехзначный серийный номер полупроводникового прибора.

В системе *Pro Electron* также могут присутствовать дополнительные элементы. Например, как и в системе *JEDEC*, суффикс, отражающий разбивку приборов одного типа на различные типонамины по характерным параметрам.

Для некоторых типов полупроводниковых приборов (стабилитроны, мощные тиристоры и др.) может применяться дополнительная классификация. В этом случае к основному обозначению через дефис или дробь добавляется дополнительный код. К примеру, для стабилитронов часто используется дополнительный код, содержащий сведения о напряжении стабилизации и его разбросе (*A* – 1 %, *B* – 2 %, *C* – 5 %, *D* – 10 %, *E* – 15 %). Если напряжение стабилизации – не целое число, то вместо запятой ставится буква *V*. Для выпрямительных диодов в дополнительном коде указывается максимальная амплитуда обратного напряжения.

Например, *BZY85-C6V8* – кремниевый стабилитрон специального назначения с регистрационным номером 85, напряжением стабилизации 6,8 В с максимальным отклонением этого напряжения от номинального значения на ± 5 %.

В системе *Pro Electron*, как и в системе *JEDEC*, также предусмотрена цветовая маркировка полупроводниковых приборов. Она начинается с двух широких полос. Первой широкой полосе соответству-

ют первые две буквы обозначения (табл. П.5). Причем что цветовая марка по системе *Pro Electron* предусмотрена только для маломощных кремниевых и германиевых диодов.

Вторая широкая полоса соответствует третьей букве обозначения прибора (если такая буква в обозначении присутствует).

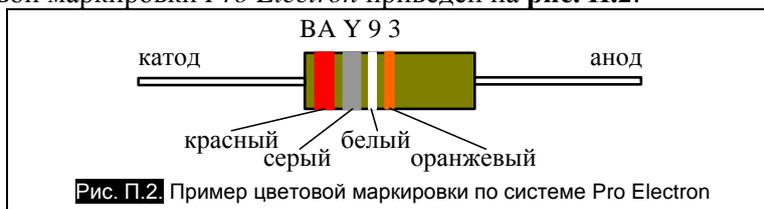
Таблица П.5

Цветная маркировка букв по системе *Pro Electron*

Цвет		
Первая широкая полоса		
Черный		AA
Красный		BA
Вторая широкая полоса		
Белый		Z
Серый		Y
Черный		X
Синий		W
Зеленый		V
Желтый		T
Оранжевый		S

Затем идут тонкие полосы, кодирующие серийный номер прибора, при этом цветовое кодирование цифрового кода такое же, как и в системе *JEDEC* (см. табл. П.4).

Пример цветовой маркировки *Pro Electron* приведен на **рис. П.2**.



Система JIS. Система стандартных обозначений, разработанная в Японии (стандарт *JIS-C-7012*, принятый ассоциацией *EIAJ – Electronic Industries Association of Japan*), позволяет определить класс полупроводникового прибора (диод или транзистор), его назначение, тип проводимости полупроводника. Вид полупроводникового материала в японской системе не отражается.

Условное обозначение полупроводниковых приборов по стандарту *JIS-C-7012* состоит из пяти элементов.

Первый элемент. Первый элемент – цифра, обозначает тип полупроводникового прибора. Используются 3 цифры (0, 1, 2 и 3) в соответствии с типом прибора. В табл. П.6 приведены обозначения для первого элемента.

Таблица П.6

Первый элемент в системе *JIS-C-7012*

Класс приборов	Условные обозначения
Фотодиоды, фототранзисторы	0
Диоды	1
Транзисторы	2
Четырехслойные приборы	3

Второй элемент. Второй элемент обозначается буквой *S* и указывает на то, что данный прибор является полупроводниковым. Буква *S* используется как начальная буква от слова *Semiconductor*.

Третий элемент. Третий элемент – буква, обозначает подкласс полупроводниковых приборов. В табл. П.7 приведены буквы, используемые для обозначения подклассов.

Таблица П.7

Третий элемент в системе JIS-C-7012

Подкласс приборов	Условные обозначения
Транзисторы <i>p-n-p</i> высокочастотные	A
Транзисторы <i>p-n-p</i> низкочастотные	B
Транзисторы <i>n-p-n</i> высокочастотные	C
Транзисторы <i>n-p-n</i> низкочастотные	D
Диоды	E
Тиристоры	F
Диоды Ганна	G
Однопереходные транзисторы	H
Полевые транзисторы с <i>p</i> -каналом	I
Полевые транзисторы с <i>n</i> -каналом	K
Симметричные тиристоры	M
Светоизлучающие диоды	Q
Выпрямительные диоды	R
Малосигнальные диоды	S
Лавинные диоды	T
Диоды с переменной ёмкостью, <i>p-i-n</i> -диоды	V
Стабилитроны	Z

Четвертый элемент. Четвертый элемент обозначает регистрационный номер технологической разработки и начинается с числа 11.

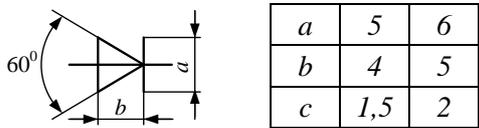
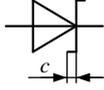
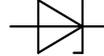
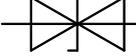
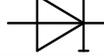
Пятый элемент. Пятый элемент отражает модификацию разработки (А и В – первая и вторая модификация).

3. Условные графические обозначения полупроводниковых приборов

В технической документации и специальной литературе применяются условные графические обозначения полупроводниковых приборов в соответствии с ГОСТ 2.730–73 «Обозначения условные, графические в схемах. Приборы полупроводниковые». В табл. П.8 приведены графические обозначения основных полупроводниковых приборов.

Таблица П.8

Графические обозначения полупроводниковых приборов

Наименование прибора	Обозначение									
Диод выпрямительный	 <table border="1" data-bbox="1109 1473 1321 1601"> <tr> <td>a</td> <td>5</td> <td>6</td> </tr> <tr> <td>b</td> <td>4</td> <td>5</td> </tr> <tr> <td>c</td> <td>1,5</td> <td>2</td> </tr> </table>	a	5	6	b	4	5	c	1,5	2
a	5	6								
b	4	5								
c	1,5	2								
Диод Шоттки										
Стабилитрон										
Стабилитрон двуханодный										
Диод туннельный										
Обращенный диод										

Наименование прибора	Обозначение												
Варикап													
Биполярный транзистор p–p–p-типа	<table border="1" style="margin-left: 20px;"> <tr> <td>A</td> <td>9</td> <td>11</td> </tr> <tr> <td>D</td> <td>12</td> <td>14</td> </tr> </table>	A	9	11	D	12	14						
A	9	11											
D	12	14											
Биполярный транзистор n–p–n-типа													
Полевой транзистор с управляющим переходом с каналом n-типа	<table border="1" style="margin-left: 20px;"> <tr> <td>a</td> <td>5</td> <td>6</td> <td>7</td> </tr> <tr> <td>B</td> <td>7</td> <td>8</td> <td>9</td> </tr> <tr> <td>D</td> <td>10</td> <td>12</td> <td>14</td> </tr> </table>	a	5	6	7	B	7	8	9	D	10	12	14
a	5	6	7										
B	7	8	9										
D	10	12	14										
Полевой транзистор с управляющим переходом с каналом p-типа													
Полевой транзистор с изолированным затвором с индуцированным каналом n-типа	<table border="1" style="margin-left: 20px;"> <tr> <td>c</td> <td>4</td> <td>5</td> </tr> </table>	c	4	5									
c	4	5											
Полевой транзистор с изолированным затвором с индуцированным каналом p-типа													
Полевой транзистор с изолированным затвором со встроенным каналом n-типа													
Полевой транзистор с изолированным затвором со встроенным каналом p-типа													
Диодный тиристор													
Диодный симметричный тиристор													
Триодный тиристор, запираемый в обратном направлении с управлением по аноду													
Триодный тиристор, запираемый в обратном направлении с управлением по катоду													

Наименование прибора	Обозначение
Триодный симметричный тиристор	
Триодный тиристор, запираемый в обратном направлении, выключаемый с управлением по аноду	
Триодный тиристор, запираемый в обратном направлении, выключаемый с управлением по катоду	
Излучающий диод	
Фоторезистор	
Фотодиод	
Фототранзистор p-n-p-типа	
Фототиристор	
Оптрон диодный	
Оптрон тиристорный	
Оптрон резисторный	
Оптрон транзисторный	

4. Условные буквенные обозначения полупроводниковых приборов в электрических схемах

Элементы, входящие в состав изделия, на электрической принципиальной схеме должны иметь буквенно-цифровые обозначения.

Типы условных буквенно-цифровых обозначений и правила их построения устанавливает ГОСТ 2.710–81.

Позиционное обозначение элемента в общем случае состоит из трех частей, указывающих вид, номер и функцию элемента и записывается без разделительных знаков и пробелов. Вид и номер являются обязательной частью условного буквенно-цифрового обозначения и присваивается всем элементам схемы.

Буквенные коды некоторых полупроводниковых элементов приведены в табл. П.9.

Таблица П.9

Буквенные коды полупроводниковых приборов

Первая буква кода (обязательная)	Полупроводниковый прибор	Двухбуквенный код
<i>B</i>	Фотоэлемент	<i>BL</i>
<i>D</i>	Схема интегральная аналоговая	<i>DA</i>
	Схема интегральная цифровая	<i>DD</i>
<i>V</i>	Диод, стабилитрон	<i>VD</i>
	Транзистор	<i>VT</i>
	Тиристор	<i>VS</i>

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Быстров Ю.А. Электронные цепи и микросхемотехника: учебник / Ю.А. Быстров, И.Г. Мироненко. – М.: Высш. шк., 2002. – 384 с.
2. Валенко В.С. Полупроводниковые приборы и основы схемотехники электронных устройств / под ред. А.А. Ровдо. – М.: Издательский дом «Додэка XXI», 2001. – 368 с.
3. Виноградов Ю.В. Основы электронной и полупроводниковой техники. – М: Энергия, 1968. – 624 с.
4. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Издательский дом «Додэка XXI», 2005. – 384 с.
5. Гуртов В.А. Твердотельная электроника: учебное пособие. – 2-е изд., доп. – М.: Техносфера, 2005. – 408 с.
6. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника и микропроцессорная техника: учебник для вузов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 2004. – 790 с.
7. Данилов И.А., Иванов П.М. Общая электротехника с основами электроники: учебное пособие. 4-е изд. – М.: Высш. шк., 2000. – 752 с.
8. Лачин В.И., Савелов Н.С. Электроника: учебное пособие. – Ростов н/Д.: Изд-во «Феникс», 2000. – 448 с.
9. Морозов А.Г. Электротехника, электроника и импульсная техника. – М: Высшая школа, 1987. – 447 с.
10. Пасынков В.В., Чиркин Л.К. Полупроводниковые приборы: учебник для вузов. 8-е изд., испр. – СПб.: Изд-во «Лань», 2006. 480 с.
11. Петров К.С. Радиоматериалы, радиокомпоненты и электроника: учебное пособие. – СПб.: Изд-во Питер, 2004. – 522 с.
12. Петрович В.П., Воронина Н.А. Силовые преобразователи электрической энергии: учебное пособие. – Томск: Изд-во ТПУ, 2004. – 255 с.
13. Ровдо А.А. Полупроводниковые диоды и схемы с диодами. – М.: Лайт Лтд., 2000. – 288 с.
14. Ровдо А.А. Схемотехника усилительных каскадов на биполярных транзисторах. – М.: Издательский дом «Додэка XXI», 2002. – 256 с.
15. Тугов Н.М. и др. Полупроводниковые приборы: учебник для вузов / Н.М. Тугов, Б.А. Глебов, Н.А. Чарыков; под ред. В.А. Лабунцова. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 576 с.
16. Усатенко С.Т., Каченюк Т.К., Терехова М.В. Выполнение электрических схем по ЕСКД: справочник. – М.: Изд-во стандартов, 1989. – 325 с.